BIBLIOTEKA
POLSKIEGO KRÓTKOFALOWCA

36

Krzysztof Dąbrowski
OE1KDA

Cyfrowa Obróbka Sygnałów

Wiedeń 2018


1918 - 2018
stulecie odzyskania
niepodległości

Cyfrowa Obróbka Sygnałów

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA

Wydanie 1
Wiedeń, luty 2018

Spis treści

Sommaire
Traitement numérique des signaux

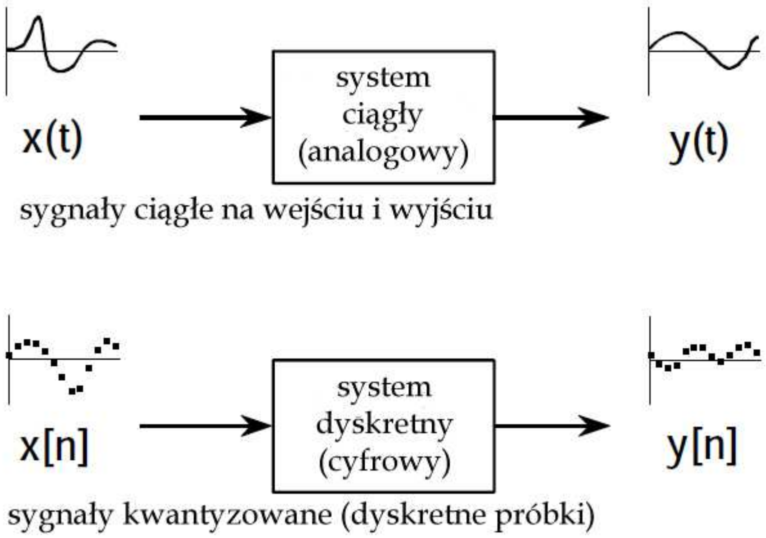
Wstęp

Cyfrowa obróbka sygnałów (ang. DSP, *Digital Signal Processing*) jest już szeroko stosowana nie tylko w radiotechnice ale także w akustyce, miernictwie i wielu innych gałęziach techniki. Dzięki temu można ją uznać za znaczące osiągnięcie eketroniki XX wieku. Najogólniej rzecz ujmując część układów elektronicznych, a co za tym idzie i realizowanych przez nie funkcji, została zastąpiona przez komputerowe przetwarzanie (obróbkę) danych reprezentujących sygnały elektryczne, często zresztą powiązane z innymi zjawiskami fizycznymi. Komputery powszechnego użytku takie jak PC nie są w dostatecznym stopniu przystosowane do tych zadań, a dodatkowo ich wykonywanie utrudniają przeznaczone do zupełnie innych celów systemy operacyjne Windows, iOS czy wszystkie możliwe odmiany Linuksa. Systemy te nie są systemami czasu rzeczywistego, co oznacza, że nie gwarantują dostatecznie stałego i szybkiego czasu reakcji.

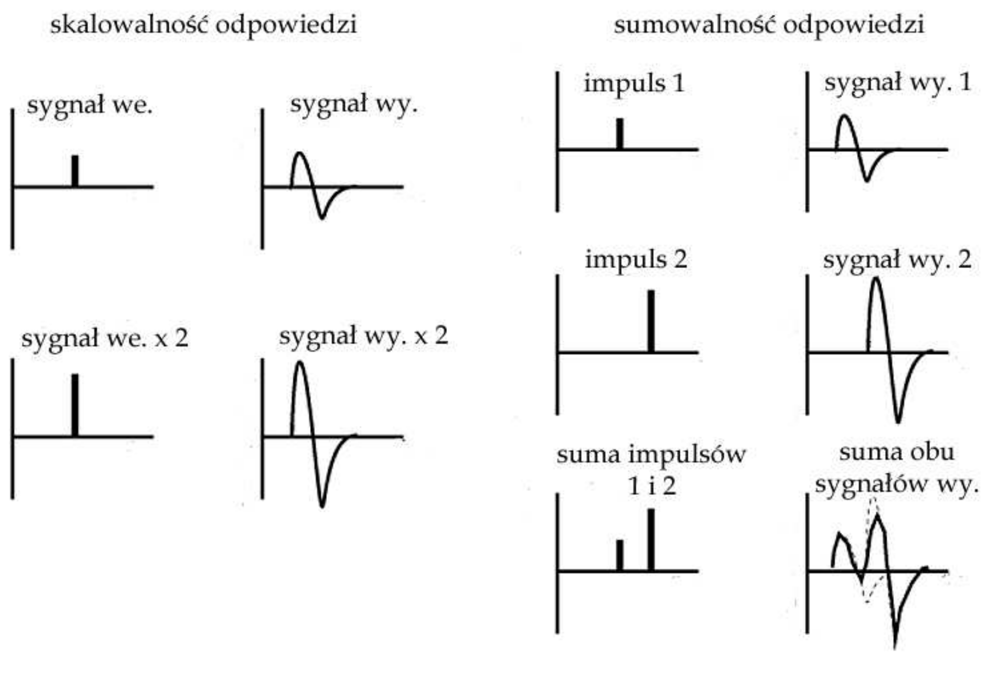
Podstawowe pojęcia

Zanim jednak zajmiemy się cyfrową obróbką sygnałów konieczne jest wyjaśnienie niektórych podstawowych pojęć. Jednym z nich są pojęcia sygnałów ciągłych i dyskretnych. W przypadku sygnałów ciągłych ich wartości istnieją w każdym dowolnym momencie czasu i przyjmują wartości z dowolnie dużą dokładnością. Wartości sygnałów dyskretnych związane są z ustalonumi momentamu czasowymi o z góry przyjętych odstępach (jest to tzw. kwantyzacja czasowa). Ich dokładność jest ogranicznona i ustalona przez (bitową) rozdzielczość układu. Odpowiednio więc istnieją systemy przetwarające sygnały ciągłe – systemy ciągłe lub analogowe – i systemy dyskretne czyli cyfrowe.

Drugim ważym pojęciem jest pojęcie liniowości. Układ lub system jest liniowy wówczas gdy proporcjonalna zmiana pobudzenia (sygnału wejściowego) powoduje odpowiednio proporcjonalną zmianę na wyjściu oraz gdy reakcja układu na sumę pobudzeń jest równa sumie reakcji na jej pojedyńcze składniki. Trzecim warunkiem jest, aby przy braku pobudzenia (zerowym sygnale wejściowym) wartość wyjściowa była również zerowa. Przytoczona definicja liniowości dotyczy zarówno układów analogowych (ciągłych) jak i dyskretnych (cyfrowych).
Ujmując najprościej warunek pierwszy można zapisać matematycznie jak następuje:
jeżeli f(x) = y to f(kx) = ky, gdzie *k* jest współczynnikiem proporcjonalności, a *f(x)* funkcją opisującą działanie układu (przykładowo tłumienie, podział napięcia itd.).
Drugi z nich zapisujemy jako
f(x1+x2) = f(x1) + f(x2), gdzie *x1* i *x2* są dwoma różnymi wartościami wejściowymi.
Trzeci warunek jest prosty do zrozumienia i oznacza, że układ liniowy nie może zawierać źródeł energii f(0) = 0.
Właściwości te muszą być stałe i nie mogą się zmieniać w funkcji czasu.
Najprostszymi przykładami układów liniowych są układy złożone z elementów liniowych takich jak oporniki, kondensatory i cewki (najlepiej powietrzne, gdyż rdzenie metalowe albo ferrytowe wykazują zawsze pewien stopień nieliniowości zależnej od natężenia i kierunku zmian pola magnetycznego – krzywej histerezy). W domyśle zakładamy tutaj, że napięcia doprowadzione do układu są ograniczone tak, aby nie powodować uszkodzenia lub zniszczenia elementów.
Elementy czynne są w praktyce zawsze nieliniowe, ale przy odpowiednio niskich poziomach sygnałów wejściowych i wyjściowych można je z dużym przybliżeniem traktować jako liniowe – zależnie od układu i punktu pracy. Nieliniowości układu powodują zniekształcenia przenoszonego przez nie sygnału, w wyniku czego powstają w nim nieobecne na wejściu harmoniczne. Wskutek mieszania się tych wszystkich składowych wyjściowych powstają również szkodliwe składowe intermodulacyjne.
Podane powyżej warunki liniowości w przypadku ogólnym dotyczą oczywiście nie tylko interesujących nas tutaj układów elektronicznych ale i innych, przykładowo mechanicznych. Wyobraźmy sobie bęben, na który nawijana jest lina. Jego obrót o 180 stopni powoduje nawinięcie liny o długości l_1, a dwukrotne obrócenie – nawinięcie liny o długości $4l_1$. Wykonanie 2,5 obrotu (sumy obu powyższych) skutkuje nawinięciem liny o długości $5l_1$. Z trzeciego warunku wynika, że lina nie nawija się sama. Liniowa jest również omówiona dalej transformata Fouriera.



Rys. 1. Różnica między systemami analogowymi i cyfrowymi. Pierwsze z nich przetwarzają sygnały ciagłe, podczas gdy drugie – ciąg dyskretnych próbek pobranych z sygnału analogowego. Sygnały ciągłe są przedstawione jako funkcje czasu x(t), y(t), a dyskretne w postaci tabelarycznej – wartości o numerze n – x[n], y[n]



Rys. 2. Podstawowe cechy systemów i układów liniowych – proporcjonalność (skalowalność) i sumowalność odpowiedzi

Następnym często niedokładnie rozumianym pojęciem jest pojęcie mnożenia. Jeżeli sygnał wejściowy jest mnożony przez stałą (oznaczającą tłumienie lub wzmocnienie) to układ jest liniowy. Natomiast mnożenie dwóch sygnałów przez siebie jest operacją nieliniową (wykonywaną w mieszaczu).
W wyniku mnożenia następuję przesunięcie i złożenie ze sobą widm sygnałów – mnożeniu przebiegów w czasie odpowiada w dziedzinie częstotliwości operacja splotu widm.
Od tak rozumianego i występującego w większości rodzajów układów odbiorczych i nadawczych mieszacza (modulatora amplitudy, demodulatora) należy odróżnić miksery. Są to urządzenia służące do liniowego dodawania do siebie sygnałów w dowolnie wybranych stosunkach – przykładowo sygnałów dźwiękowych albo wizyjnych. Nie występuje tutaj mnożenie, czyli przemiana częstotliwości. Niestety

w wyniku bezkrytycznego naśladownictwa języków obcych, a zwłaszcza angielskiego ostatnio często zauważa się pomieszanie tych dwóch pojęć mimo, że nasz piękny język polski pozwala na ich precyzyjne rozróżnienie. Podobne pomiesznie z poplątaniem występuje w przypadku baterii (pierwotnego źródła energii elektrycznej) i akumulatora (zbiornika energii) albo radia (rozumianego jako odbiornik radiowy) i radiostacji.
Kolejna ważna sprawa dotyczy charakterystyk fazowych urządzeń lub systemów. W przypadku gdy wszystkie składowe częstotliwościowe sygnału są jednakowo opóźnione ich przesunięcie fazowe jest proporcjonalne do częstotliwości, a więc charakterystyka fazowa jest liniowa. Liniowa charakterystyka fazowa jest wymagana w transmisji danych, a odstępstwa od niej powodują zniekształcenia impulsów mogące prowadzić do wzajemnych zakłóceń sąsiadujących symboli (bitów lub ich grup). W teoretycznym przypadku gdy opóźnienie jest zerowe mówimy o układzie z zerową charakterystyką fazową. Natomiast opóźnienia zależne od częstotliwości oznaczają nieliniowość charakterystyki fazowej. Spośród przedstawionych dalej filtrów cyfrowych filtry o skończonej odpowiedzi impulsowej zapewniają liniową charakterystykę fazową, natomiast filtry o odpowiedzi nieskończonej jej nie zapewniają. Dla mowy liniowość charakterystyki fazowej nie jest wymagana.
Liniowość charakterystyki fazowej nie ma nic wspólnego z omawianą powyżej liniowością układów.

Sygnały nazywamy ortogonalnymi jeżeli wszystkie ich składowe różnią się w fazie (są w niej przesunięte) o 90 stopni. Widma amplitudowe obu sygnałów muszą być oczywiście identyczne. Składowe ortogonalne nazywane są też składowymi prostokątnymi – ze względu na różnicę faz równą kątowi prostemu. Matematycznie składową ortogonalną wyznacza się za pomocą transformaty (przekształcenia) Hilberta. Rezygnując z przytaczania wzoru proponujemy jednak zapamiętać jej nazwę. Dla osób znających matematykę wyższą podajemy precyzyjniejsza definiczję. Dwa sygnały są ortogonalne wtedy gdy całka z ich iloczynu za okres jest równa zeru.

Próbkowaniem nazywamy proces wyłonienia z ciągłego przebiegu czasowego sygnału ciągu dyskretnych wartości czyli jego próbek. Proces próbkowania nosi często nazwę kwantyzacji czasowej.

Zjawiska fizyczne zmienne w sposób losowy mogą być od siebie niezależne w sensie statystycznym lub też być zależne.
Jako przykład zależności dwóch zjawisk losowych można przytoczyć zależność między aktywnością słoneczną mierzoną za pomocą liczby plam słonecznych oraz wartością natężenia pola fal długich. Przy analizie zjawisk i sygnałów losowych istotne jest ilościowe ujęcie zależności statystycznej. W statystyce jako miarę zależności między zmiennymi losowymi wprowadza się pojęcie współczynnika korelacji. Współczynnikiem korelacji nazywamy wartość średnią statystyczną iloczynu dwóch zmiennych losowych (czyli przykładowo dwóch sygnałów). Ich współczynnik korelacji można fizycznie rozumieć jako stopień ich podobieństwa. W przypadku ogólnym współczynnik korelacji jest zależny od czasu. W skali znormowanej współczynnik korelacji przyjmuje wartości pomiędzy -1 i +1. Wartość 0 oznacza całkowity brak korelacji czyli czyli współzależności w sensie statystycznym między obu przebiegami. Przy wartości jeden oba przebiegi są identyczne co do kształtu a ich amplitudy są do siebie proporcjonalne w pewnej skali (w przypadku szczególnym mogą być sobie równe). Funkcja autokorelacji oznacza stopień podobieństwa (współzależności) danego przebiegu z nim samym, ale przesuniętym w skali czasu. Dla dwóch różnych przebiegów mówi się o korelacji wzajemnej. Przesunięcie w czasie jednego z przebiegów w stosunku do drugiego może zwiększyć lub zmniejszyć korelację między nimi w zależności od kierunku przesunięcia. Urządzenie służące do pomiaru współczynnika lub funkcji korelacji nosi nazwę korelatora.

Korelacja skrośna (korelacja przebiegów x(t) i przesuniętego w czasie y(t), przesunięcie jest dowolne może być równe zeru)

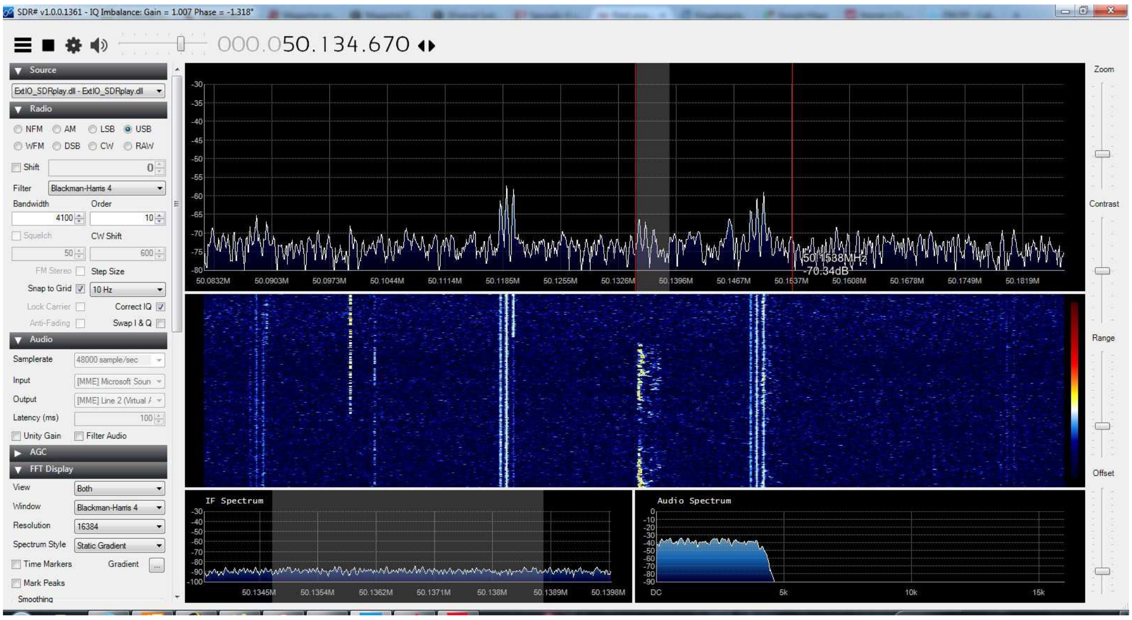
$$k_{xy}(\tau)=\int_{t=-\infty}^{+\infty} x(t)\,y(t+\tau)\,dt$$

Autokorelacja (korelacja przebiegu x(t) z samym sobą przesuniętym dowolnie w czasie)

$$k_{xx}(\tau) = \int_{t=-\infty}^{+\infty} x(t)\, x(t+\tau)\, dt$$

Obróbka cyfrowa

Do celów cyfrowej obróbki sygnałów zostały opracowane specjalne procesory sygnałowe o wewnętrznej konstrukcji czyli architekturze przystosowanej do takich zadań, a nie do do szerokiej gamy wszelakich innych.
Cyfrowa obróbka sygnałów (COS) wymaga odpowiednio częstego pobierania ich próbek (zgodnie z zasadą Nyquista co najmniej dwóch próbek na okres składowych o najwyższych zawartych w nich częstotliwościach), przetwarzania ich na postać cyfrową, wykonania ciągu mniej lub bardziej skomplikowanych, zapisanych w programie, obliczeń zastępujących funkcje wykonywane w klasycznych rozwiązaniach przez układy elektroniczne i na koniec przetworzenia wyników na postać analogową. Procesor sygnałowy musi zdążyć z tym wszystkim w czasie upływającym między pobraniem kolejnych próbek lub ich grup i wszystkie te operacje powtarzają się cyklicznie. Otrzymywane w postaci analogowej wyniki końcowe mogą służyć do wysterowania głośnika, nadania ich drogą radiową lub do innych celów w zależności od rodzaju aparatury. W części przypadków w wyniku obróbki otrzymywane są sygnały logiczne służące przykładowo do sterowania blokady szumów, automatycznego kluczowania nadajnika (VOX) albo wywołóywania innych funkcji urządzeń.
Do najczęściej wykonywanych zadań należą generacja (synteza) przebiegów, filtracja, modulacja, demodulacja, eliminacja niepożądanych składowych (zakłóceń, szumów), kompresja lub ekspansja sygnałów, generowanie efektów specjalnych np. echa, korekcja zniekształceń i analiza sygnałów różnego rodzaju. COS jest stosowana także w cyfrowej rekonstrukcji dawniej wykonanych nagrań dźwiękowych lub filmów.
Oprócz nazwy „cyfrowa obróbka sygnałów” (COS) stosowana jest również nazwa „cyfrowe przetwarzanie sygnałów” (CPS), ale zdaniem autora ta pierwsza brzmi lepiej.
Używane w systemach dźwiękowych komputerów PC procesory sygnałowe znalazły też szerokie zastosowanie m.in. w technice krótkofalarskiej – w programowalnych odbiornikach i radiostacjach na zakresy fal długich, średnich i krótkich.
Wielką zaletą tego rodzaju rozwiązań cyfrowych jest powtarzalność uzyskiwanych wyników bez konieczności strojenia układów, znaczna niezależność od temperatury czy innych czynników zewnętrznych albo od starzenia się podzespołów, łatwość dostosowania sprzętu do nowych wymagań technicznych przez wymianę oprogramowania i łatwość zapewnienia większego komfortu obsługi. Dzięki coraz doskonalszym algorytmom i ich programowym realizacjom uzyskuje się wyniki bardziej zbliżone do teoretycznych granic, aniżeli w wykonaniach czysto układowych. Łatwiej jest przykładowo uzyskać liniowe charakterystyki fazowe czyli stałe opóźnienie czasowe wszystkich składowych sygnału.
Cyfrowa obróbka sygnałów pozwala także na korzystanie z algorytmów samoadaptujących się do sytuacji, czyli automatycznie doberających parametry zapewniające jak najlepsze wyniki
Zastąpienie skomplikowanych i rozbudowanych układów elektronicznych przez procesor sygnałowy (wraz z jego urządzeniami peryferyjnymi) przyczynia się do obniżki kosztów produkcji sprzętu. Dalsze oszczędności osiąga się przez wyeliminowanie fazy strojenia każdego z wyprodukowanych egzemplarzy. Raz opracowany i sprawdzony program może być po prostu kopiowany do dowolnej liczby urządzeń zapewniając ich identyczne działanie – powtarzalność wyników.
Do podstawowych ograniczeń należy natomiast szybkość pracy przetworników analogowo-cyfrowych i cyfrowo-analogowych, a także procesorów sygnałowych. Drugim z takich ograniczeń jest skończona długość słowa komputerowego, a więc i dokładność obliczeń. Powstałe z tego powodu błędy mogą odbić się negatywnie nie tylko na uzyskiwanych wynikach, np. przez dodanie szumów albo odchyłkę od pożądanych właściwości, ale również i na stabilności rozwiązań.



Rys. 2. Fragment widma w.cz. analizowanego przez odbiornik z cyfrową obróbką sygnałów (okno programu SDR# ze wskaźnikiem wodospadowym)

Krótkofalowcy korzystają z fabrycznych lub opracowywanych przez nich odbiorników i radiostacji programowalnych już od ostatnich lat ubiegłego tysiąclecia. O ile początkowo były to urządzenia współpracujące z systemami dźwiękowymi domowych komputerów, o tyle ostatnio pojawia się coraz więcej sprzętu działającego autonomicznie dzięki wyposażeniu go we własne procesory sygnałowe, mikroprocesory sterujące, wyświetlacze i inne urządzenia peryferyjne.


Fot. 3. Konstrukcja wewnętrzna odbiornika DVB-T często używanego przez krótkofalowców. Cyfrowa obróbka odebranych sygnałów odbywa się na PC albo na przenośnych komputerach androidowych w ich podsystemach dźwiękowych

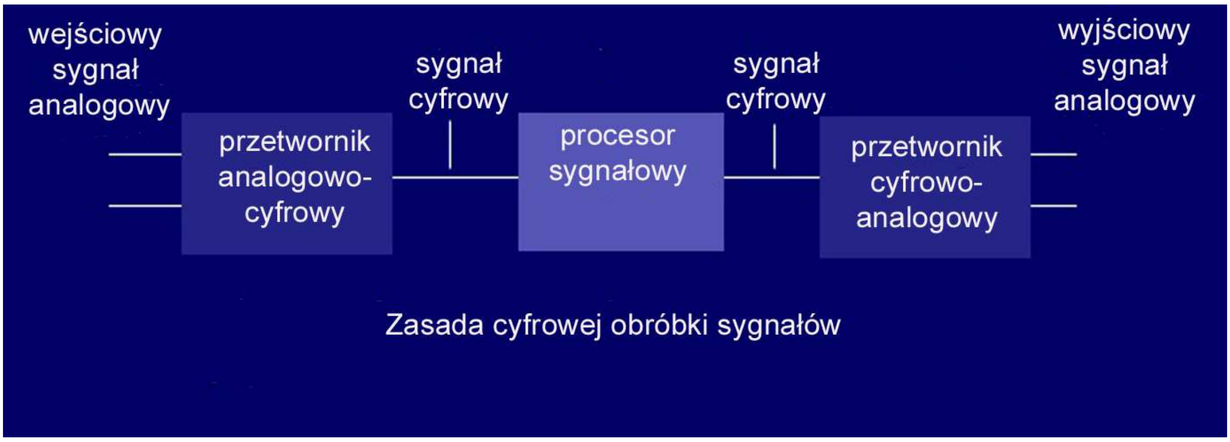
Korzystanie z tych wszystkich coraz doskonalszych urządzeń nie wymaga wprawdzie głębszego wniknięcia w zasady ich pracy, ale krótkofalowcy zawsze wolą wiedzieć więcej niż przeciętni użytkownicy nowoczesnej techniki i dlatego warto zapoznać się z cyfrową obróbką sygnałów od podszewki. Fachowej literatury poruszającej całość problematyki w oparciu o matematykę wyższą ukazało się wystarczająco dużo, dlatego też autor stara się ograniczyć aparat matematyczny jedynie do najniezbędniejszego minimum, chcąc wytłumaczyć działanie w sposób możliwie najprostszy i zrozumiały dla szerokiego grona krótkofalowców. W niektórych przypadkach wzory wymagające znajomości matematyki wyższej zostały zamieszczone w osobnych punktach, których lektura nie jest konieczna, a opuszczenie nie utrudnia zrozumienia dalszej treści.
Ewentualny pozostający po tej lekturze niedosyt można łatwo zaspokoić odwiedzając najbliższą księgarnię techniczną osobiście lub w internecie.

Autor dziękuje Andrzejowi SP5AHT za inspirację, dzięki której powstał ten tom.

Krzysztof Dąbrowski OE1KDA
Wiedeń
26 lutego 2018

1. Zasada cyfrowej obróbki sygnałów

Zasada pracy układów z cyfrową obróbką sygnałów (COS; ang. *DSP, digital signal processing;* niem. *Digitale Signalverarbeitung*) polega na tym, że sygnał wejściowy jest próbkowany (ang. *sampling;* niem. *Abtastung*) z określoną częstotliwością powtarzania, próbki te są następnie przetwarzane na postać cyfrową w przetwornikach analogowo-cyfrowych (a-c) i cyklicznie obrabiane za pomocą procesora sygnałowego (procesora o specjalnej konstrukcji wewnętrznej, zoptymalizowanej dla tego typu zadań, charakteryzującego się m.in. rozdzielonymi obszarami pamięci programu i danych, co pozwala na równolegle odczyty danych i programu, oraz posiadającego układowe jednostki mnożące – gdyż mnożenie jest jedną ze stosunkowo najbardziej czasochłonnych operacji), a na zakończenie procesu – są ponownie przetwarzane na postać analogową przy użyciu przetworników cyfrowo-analogowych (c-a). Oprócz tego w wyniku obróbki mogą być wytwarzane logiczne sygnały sterujące pracą urządzeń. Dzięki dobrze już dopracowanym algorytmom w systemach cyfrowych uzyskuje się wyniki nieraz znacznie bardziej zbliżone do teoretycznych granic możliwości, aniżeli w układach analogowych.

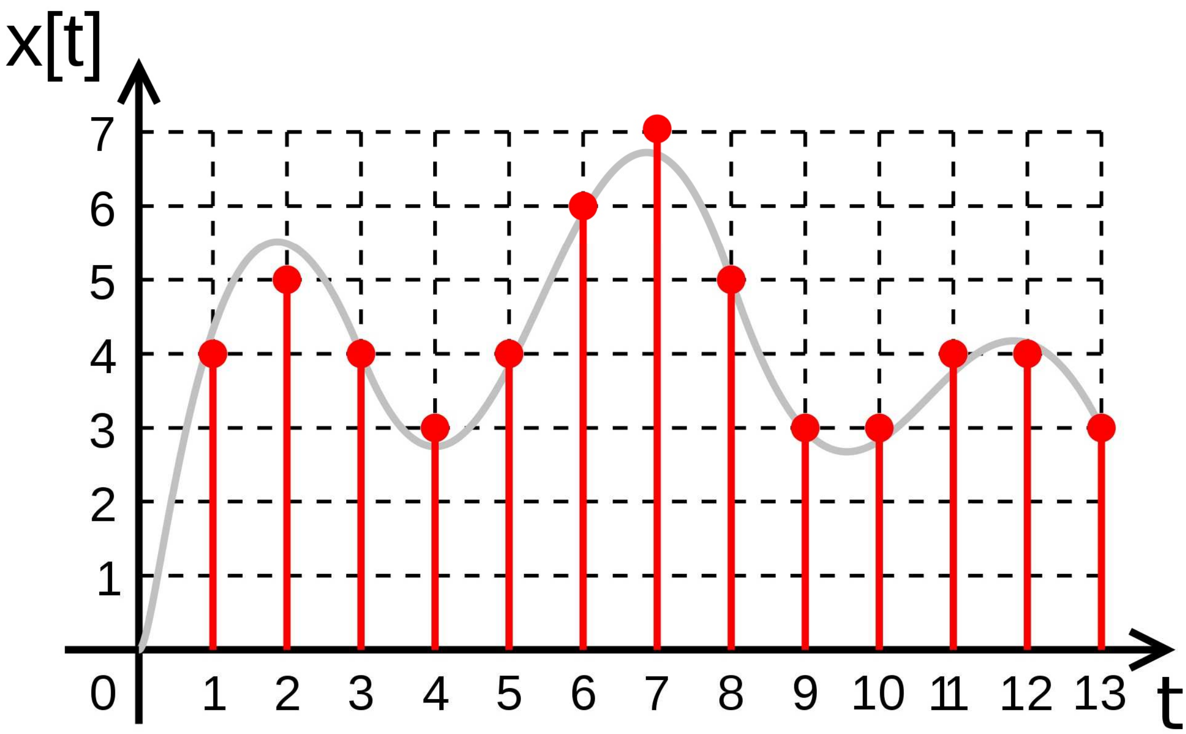


Rys. 1.1. Zasada pracy systemów z cyfrową obróbką sygnałów

1.1. Próbkowanie sygnałów

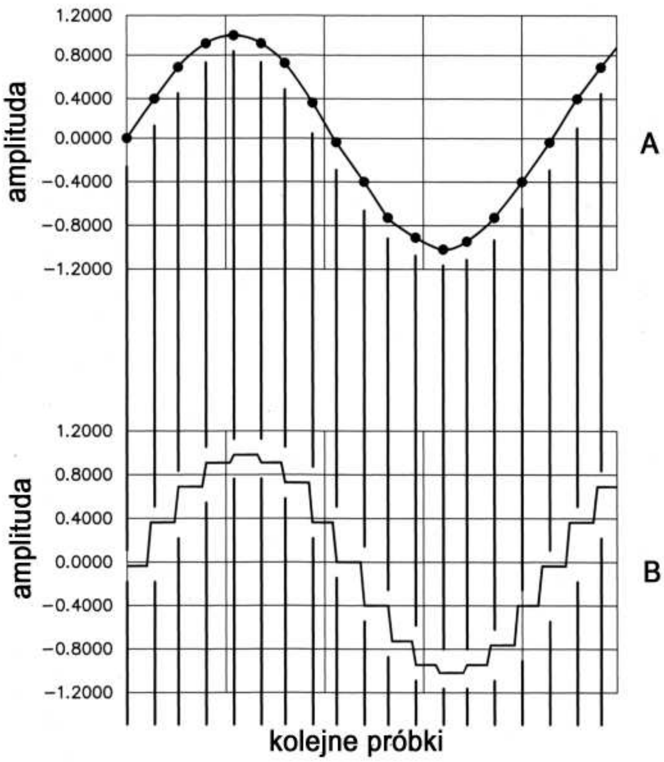
Próbkowanie sygnału polega na cyklicznym dokonywaniu jego pomiarów i zapamiętywaniu otrzymanych wartości. Przebieg procesu przedstawia rys. 1.2. Odstępy czasu między kolejnymi próbkami wyznaczają częstotliwość próbkowania. Przyjmując jednostkę czasu na rysunku równą 1 µs otrzymujemy częstotliwość próbkowania równą 1 MHz. Odczytane (zmierzone) w kolejnych momentach czasu wartości są używane w procesie obróbki synału do czasu następnego pomiaru – wczytania następnej próbki. Oznacza to, że płynny przebieg syganału jest zastępowany przez przebieg schodkowy, przykładowo w odcinku czasu między punktami 0 i 1 przyjmowana jest wartość 0, między 1 i 2 – wartość 4, a między 2 i 3 – wartość 5 itd. Pomiar dokonywany jest z pewną ograniczoną dokładnością – rozdzielczością. W przykładzie z rys. 1.2 próbki mogą przyjmować wartości 0, 1, 2, 3 itd. Rozdzielczość ta czyli dokładność pomiaru jest jednym z najważniejszych parametrów przetwornika analogowo-cyfrowego (a-c).
Ujmując rzecz ogólnie sygnał dyskretny powstaje z sygnału analogowego zgodnie ze wzorem
$s(i) = s_a(i\Delta t)$,
gdzie Δt jest odstępem między próbkami czyli okresem próbkowania (zwanym też gęstością próbkowania), a jego odwrotność
$fp = 1/\Delta t$ jest częstotliwością próbkowania.
Sygnał dyskretny można też zapisać jako zbiór kolejnych próbek
$s = [s(0), s(1), s(2),\ldots.]$.
Proces próbkowania można też rozpatrywać w dziedzinie częstotliwości jako proces przemiany częstotliwości – mieszania sygnału próbkowanego z sygnałem o czętotliwości próbkowania. Oznacza to, że tylko dla częstotliwości sygnału nie przekraczającej połowy częstotliwości próbkowania (zwanej częstotliwością Nyquista) otrzymuje się jego prawidłową reprezentację cyfrową. Dla częstotliwości

wyższych otrzymywane są sygnały o częstotliwościach zwierciadlanych (ang. *aliasing;* niem. *Rückfaltung*) w stosunku do częstotliwości Nyquista– a więc o przebiegu różniącym się od rzeczywistego. Przyglądając się przebiegowi próbkowania w dziedzinie czasu łatwo zauważyć, że zbyt szybkie zmiany sygnału próbkowanego w stosunku do częstotliwości próbkowania lub inaczej mówiąc zbyt rzadko dokonywane pomiary oznaczają opuszczenie (pominięcie) niektórych zmian poziomu sygnału wejściowego co w efekcie oznacza jego zafałszowanie. Sygnał próbkowany musi więc zostać poddany filtracji za pomocą filtru dolnoprzepustowego (FDP), gwarantującego, że nie zawiera on składowych o częstotliwościach przekraczających połowę częstotliwości próbkowania. W praktyce charakterystyki częstotliwościowe filtrów odbiegają od idealnej, co oznacza, że ich częstotliwości graniczne muszą być niższe od wartości teoretycznej.
Według zasady Nyquista
fp ≥ 2 fm
gdzie *fp* jest częstotliwością próbkowania, a fm najwyższą częstotliwością występującą w próbkowanym sygnale.
Załóżmy przykładowo, że częstotliwość próbkowania *fp* wynosi 10 kHz. Dla sygnałów o częstotliwościach nie przekraczających jej połowy czyli 5 kHz otrzymane reprezentacje cyfrowe i odtworzone z nich sygnały analogowe mają przebiegi zgodne z rzeczywistymi. Natomiast dla sygnału o częstotliwości 6 kHz otrzyma się w wyniku próbkowania (zwierciadlany w stosunku do fp/2) sygnał 4 kHz, a więc o częstotliwości różnicy jego i częstotliwości próbkowania.

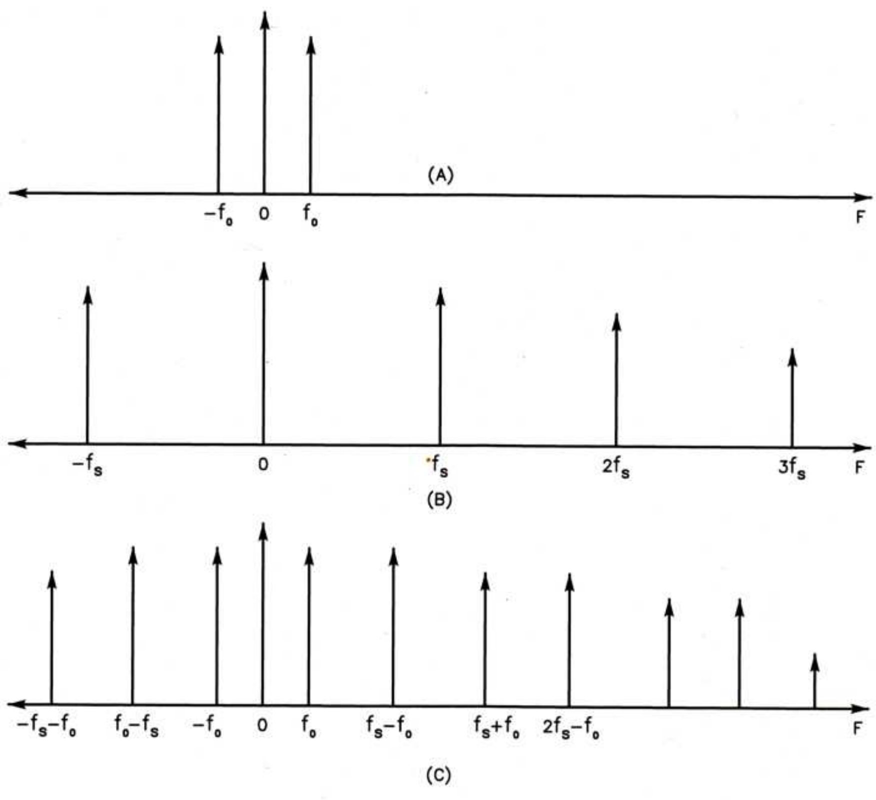


Rys. 1.2. Przebieg próbkowania z uwidocznionymi błędami kwantyzacj

Zgodnie z zasadą Nyquista częstotliwość próbkowania musi być wprawdzie co najmniej dwa razy wyższa od najwyższej częstotliwości składowej próbkowanego sygnału, ale zawsze pomiędzy kolejnymi próbkami występują pewne odstępy czasu – sygnał próbkowany nie jest sygnałem ciągłym, a dyskretnym – co jest jednym ze źródeł niedokładności reprezentacji cyfrowej w porównaniu z oryginałem. Drugim najważniejszym źródłem różnic w stosunku do oryginału jest ograniczona rozdzielczość bitowa, co oznacza, że używane w toku dalszych obliczeń wartości liczbowe też mają pewną ograniczoną dokładność (rozdzielczość 8-bitowa pozwala przykładowo na rozróżnienie 256 poziomów napięć, a 16-bitowa – 65536 poziomów). Ograniczona rozdzielczość bitowa jest źródłem błędu kwantyzacji.



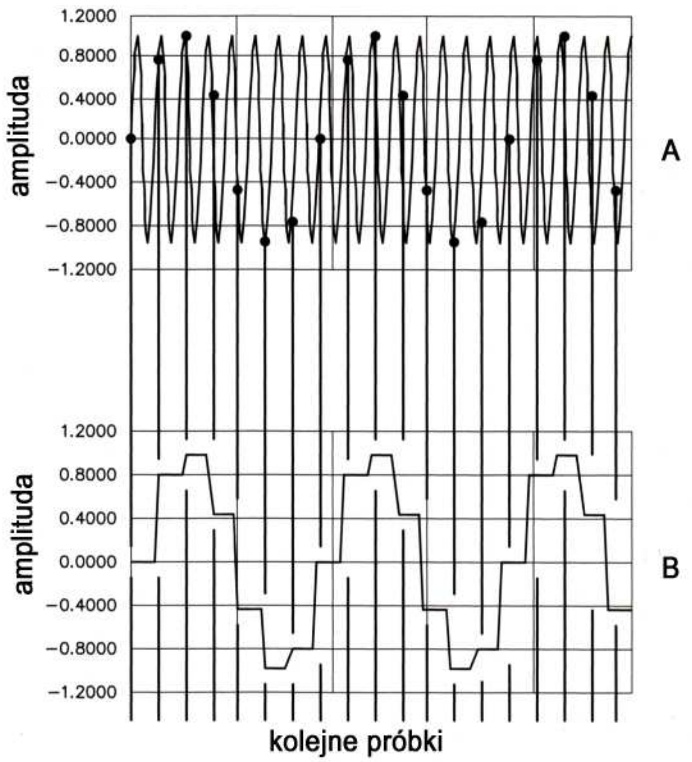
Rys. 1.3. W wyniku próbkowania otrzymywany jest przebieg schodkowy. W górnej części (A) przedstawiony jest przebieg próbkowany, a w dolnej (B) – wartości próbek dla kolejnych cykli



Rys. 1.4. (A) – widmo próbkowanego sygnału sinusoidalnego symetryczne wokół zera, składowe f0, -f0; (B) – widmo impulsów próbkujących zawierające szereg harmonicznych również symetryczne wokół zera i okresowe, składowe fs, 2fs, 3fs…, -fs,…; (C) – widmo sygnału złożonego z próbek zawiera oprócz prążka podstawowego prążki rozmieszczone symetrycznie wokół częstotliwości próbkowania i jej harmonicznych fs±f0, 2fs±f0…, f0 oznacza częstotliwość sygnału wejściowego, fs – częstotliwość próbkowania. Częstotliwości ujemne nie istnieją fizycznie, a są jedynie częścią matematycznej reprezentacji sygnałów

1.2. Próbkowanie harmoniczne

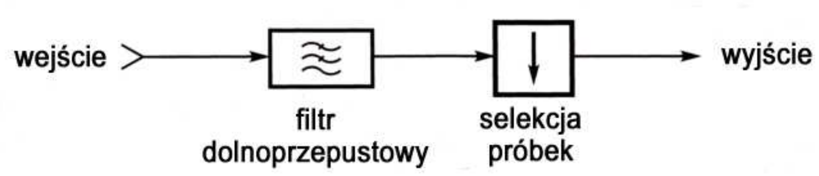
W przypadku szczególnym, gdy częstotliwość sygnału próbkowanego jest zbliżona do harmonicznej częstotliwości próbkowania (leży w paśmie +/- 0,5 częstotliwości próbkowania wokół tej harmonicznej) momenty próbkowania są oddalone od siebie o odpowiednią (równą numerowi harmonicznej) liczbę okresów sygnału wejściowego. Dla sygnałów okresowych uzyskiwane jest w ten sposób ich prawidłowe odwzorowane, które może być następnie przetwarzane identyczne jak w przypadku podstawowym. Próbkowanie harmoniczne wymaga filtrowania sygnału wejściowego przy użyciu filtru pasmowego. Technika ta bywa czasami stosowana w odbiornikach programowalnych z bezpośrednią przemianą analogowo-cyfrową pozwalając na odbiór w zakresie UKF za pomocą odbiorników krótkofalowych. Czułość układu jest w takim przypadku niższa, aniżeli dla próbkowania sygnałów w zakresie poniżej 1/2 częstotliwości próbkowania czyli poniżej częstotliwości Nyquista – w zakresie podstawowym.



Rys. 1.5. Próbkowanie harmoniczne. Próbkowany jest sygnał o częstotliwości zbliżonej do jednej z harmonicznych, w przykładzie na rysunku – drugiej harmonicznej, co oznacza, że kolejne próbki leżą w następujących po sobie okresach sygnału, a nie w tym samym

1.3. Selekcja próbek

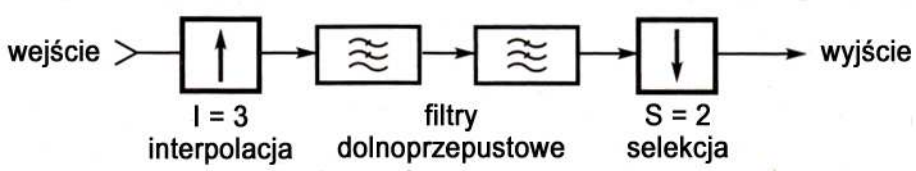
Kryterium Nyquista narzuca wprawdzie minimalną częstotliwość próbkowania zależną od szerokości pasma próbkowanego sygnału ale w wielu przypadkach z całości wybierana jest tylko pewna potrzebna w danym przypadku część. Z próbkowanego w odbiorniku pasma o szerokości 30 MHz interesujący jest w danym momencie tylko pewien ograniczony wycinek. Filtracja pożądanego wycinka pasma polega na selekcji odpowiednich próbek (ang. *decimation*, niem. *Dezimierung*) równoznacznej z wyeliminowaniem niepotrzebnych, co w ostatecznym efekcie oznacza obniżenie częstotliwości próbkowania.
W zależności od algorytmu selekcji próbek otrzymuje się filftry o charakterystykach dolno-, górno- lub pasmowoprzepustowej. Najprostszym przykładem filtracji dolnoprzepustowej jest wybieranie z ciągu co *n-tej* próbki.



Rys. 1.6. Zasada selekcji próbek czyli obniżania częstotliwości próbkowania

1.4. Powielanie częstotliwości próbkowania

Procesem odwrotnym do selekcji jest sztuczne podwyższenie częstotliwości próbkowania. Osiąga się je przez interpolację wartości pomiędzy próbkami rzeczywistymi i wstawianie między nie tak otrzymanych pseudopróbek lub przez wstawianie zerowych pseudopróbek. Proces ten nie wnosi wprawdzie żadnej nowej informacji do wyjściowego strumienia próbek, ale może być przydatny w konwersji cyfrowo-analogowej. Sztuczne zwiększenie częstotliwości przemiany ułatwia odfiltrowanie niepożądanych składowych z wyjściowego sygnału i zmniejsza niebezpieczeństwo powstawiania sygnałów zwierciadlanych w wyniku mieszania składowych sygnału użytecznego z częstotliwością taktowania przemiany. Podwyższanie – powielanie – częstotliwości próbkowania odbywa się najczęściej w stosunku całkowitym – jako najłatwiejsze do wykonania.
Możliwa jest też kombinacja obydwu procesów polegająca najpierw na powielaniu częstotliwości próbkowania, a następnie selekcji próbek z tak otrzymanego strumienia. Metoda ta pozwala na zmianę częstotliwości próbkowania w stosunku ułamkowym, jeżeli to z jakiegokolwiek powodu staje się przydatne.

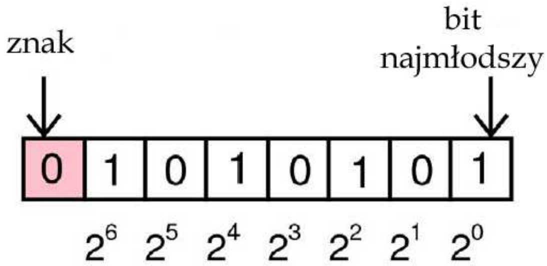


Rys. 1.7. Powielanie w stosunku ułamkowym. Współczynnik interpolacji wynosi w tym przykładzie 3, współczynnik selekcji 2, a współczynnik wypadkowy 3/2. Pomiędzy oba stopnie włączone są filtry dolnoprzepustowe

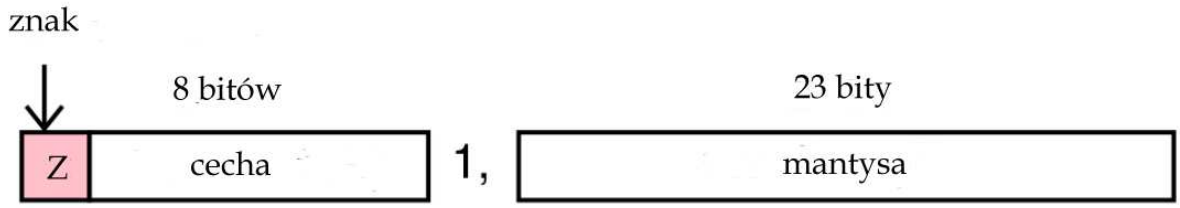
1.5. Procesory sygnałowe

Procesory sygnałowe (ang. *digital signal processor*, niem. *digitaler Signalprozessor*) są procesorami o specjalnej konstrukcji zoptymalizowanej do wykonywania obróbki sygnałów, czyli w pierwszym rzędzie dużej liczby działań arytmetycznych cyklicznie w krótkim czasie. Dla przyspieszenia ich pracy posiadają one oddzielne obszary adresowe dla danych i programu (architektura *Harvard*), szybkie pamięci, bufory-kolejki dla rozkazów oczekujących na wykonanie (ang. *pipeline*), są też wyposażone w układowe jednostki mnożące (ang. MAC – *multiply and accumulate*), układowe generatory adresów i układowe sterowanie wykonywaniem pętli, szybkie złącza komunikacyjne, układy bezpośredniego dostępu do pamięci (DMA), a przynajmniej część z nich – w możliwość równoległego wykonywania operacji. Układowe jednostki mnożące wykonują kompletne operacje mnożenia w ciągu pojedyńczego cyklu zegarowego. Wiele typów procesorów sygnałowych jest wyposażonych w kilka takich jednostek. Ogólnie rzecz biorąc procesory można klasyfikować w zależności od długości słowa, np. procesory 16-bitowe, 32-bitowe itd. Drugim kryterium podziału jest rodzaj reprezentacji danych i związany z tym sposób wykonywania obliczeń. Rozróżniane są procesory stałoprzecinkowe (ang. *fixed point*, niem. *Festkomma*) i zmiennoprzecinkowe (ang. *floating point*, niem. *Gleitkomma*). W reprezentacji stałoprzecinkowej liczby są zapisywane w pamięci procesora w postaci ich bezpośrednich reprezentacji bitowej w systemie dwójkowym. Konstrukcja procesorów stałoprzecinkowych jest przeważnie prostsza

niż zmiennoprzecinkowych i zużywają one mniej energii, ale realizacja niektórych algorytmów może okazać się bardziej skomplikowana.

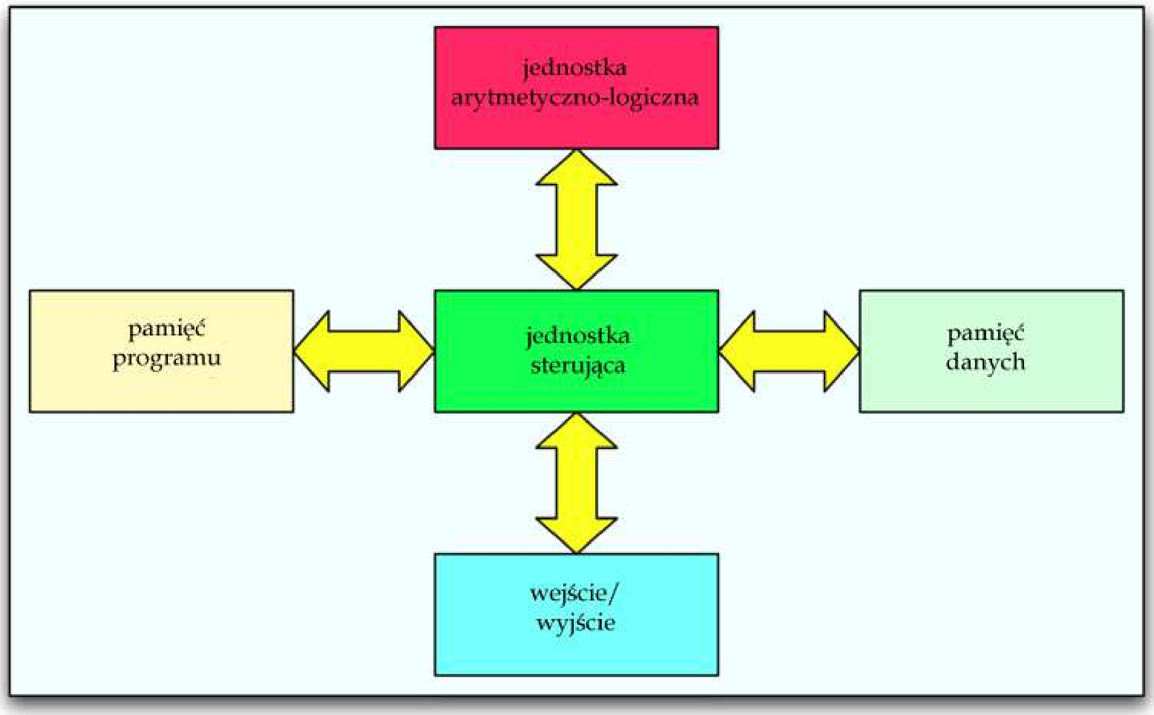


Rys. 1.8. Przykład reprezentacji stałoprzecinkowej dla słowa 8-bitowego (bajtu). W tym przykładzie zakres liczbowy wynosi -127 – +127

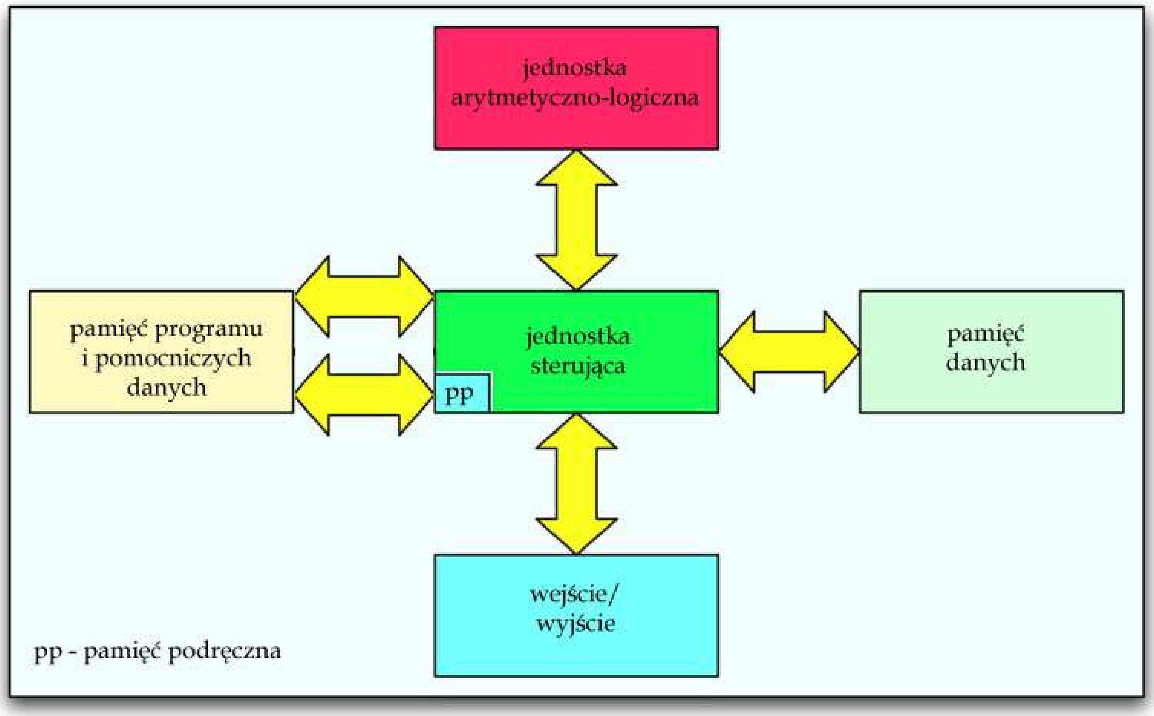


Rys. 1.9. Przykład reprezentacji zmiennoprzecinkowej przy użyciu słowa 32-bitowego. Wartość liczby oblicza się jako $X = (-1)^{Z} * 2^{C-127} * 1,M$; gdzie *Z* jest znakiem, *C* – 8-bitową cechą, a *M* – 23-bitową mantysą (częścią ułamkową). W tym przykładzie zakres liczbowy leży w przybliżeniu pomiędzy 10^{-38} i 10^{38} . W reprezentacji 64-bitowej mantysa ma długość 52 bitów, a cecha 11

W reprezentacji stałoprzecinkowej występują dwa typy: ścisły rozdział na znak i liczbę oraz reprezentacja przy uzyciu uzupełnienia dwójowego. W pierwszym przypadku liczby dodatnie leżą w zakresie od 0000.... do 0111... a ujemne od 1000... do 1111.... Jak zauważamy rozróżnia się tutaj dwie reprezentacje zera – zero dodatnie 0000... i zero ujemne 1000... co oznacza stratę jednej kombinacji bitowej. Dla słów ośmiobitowych zakres reprezentowanych liczb rozciąga się więc od -127 do +127, a dla słów 16-bitowych od -32767 do +32767. W przypadku uzupełnienia dwójkowego zakresy wynosiłyby odpowiednio -128 – +127 i -32768 – +32767. Wariant ten jest przeważnie stosowany ze względu na uproszczenie i przyspieszenie operacji sumowania.
W reprezentacji zmiennoprzecinkowej liczba jest dzielona na mantysę o wartości leżącej w zakresie od 0 do 1, cechę będącą wykładnikiem potęgi, do której należy podnieść podstawę (w tym przypadku 2) aby otrzymać rzeczywistą wartość i znak.
Reprezentacja zmiennoprzecinkowa pozwala na korzystanie z szerszego zakresu liczbowego i na zmniejszenie niebezpieczeństwa jego przekroczenia (obcinania pozycji wyraczających poza ten zakres i przez to otrzymywania fałszywych wyników), ale zaokrąglenia wyników pośrednich i końcowych mogą nieść ze sobą pewne niedogodności i niebezpieczeństwa, np. podwyższony poziom szumów, niestabilności algorytmów.
Dla odciążenia procesora sygnałowego stosowane są w niektórych rozwiązaniach procesory pomocnicze – koprocesory sygnałowe, procesory uniwersalne lub układy oparte na programowalnych matrycach logicznych FPGA, PLD itp.
Programy pisane są albo w językach ogólnego użytku: C/C++, asembler, itp., w językach specjalnych takich jak Matlab, Mathcad, Mathematica albo (najczęściej) przy użyciu specjalnych środowisk programistycznych.
Udoskonaleniem architektury *Harvard* jest architektura *super Harvard*, w której pamięć programu zawiera również niektóre specjalne dane, a dla przyspieszenia dostępu do nich instrukcje są zapamiętywane w pamięci podręcznej (ang. *cache*) jednostki sterującej.



Rys. 1.10. Architektura *Harvard*. Procesor posiada dwie magistrale: magistralę rozkazów i danych dzięki czemu może je pobierać równolegle i gromadzić w buforze rozkazy przeznaczone do wykonania w następnych cyklach. Dla uproszczenia schematu blok pn. „jednostka arytmetyczno-logiczna" (ang. *ALU*) symbolizuje wszystkie bloki obliczeniowe włącznie z dodatkowymi układami mnożącymi MAC itp. Procesor może posiadać też więcej takich bloków pracujących równolegle

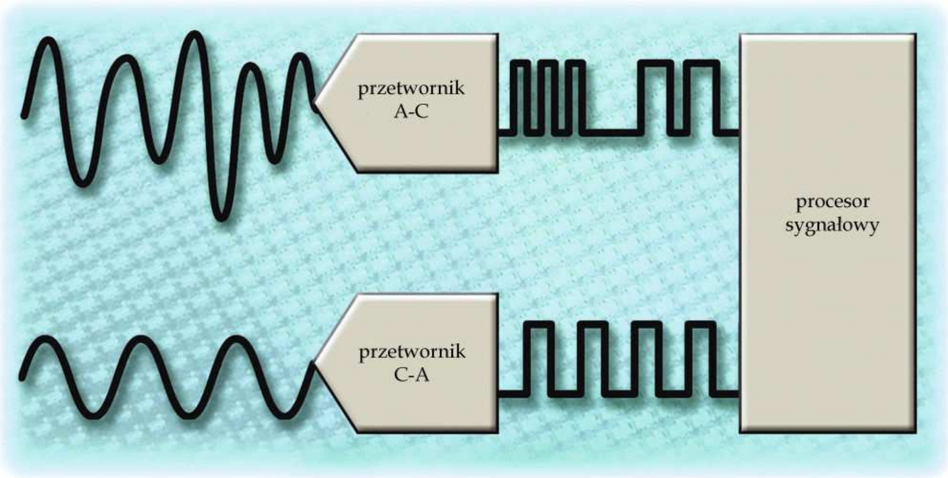


Rys. 1.11. Architektura *Super Harvard*



Fot. 1.12. Procesor sygnałowy firmy „Texas Instruments”

2. Przetworniki analogowo-cyfrowe i cyfrowo-analogowe

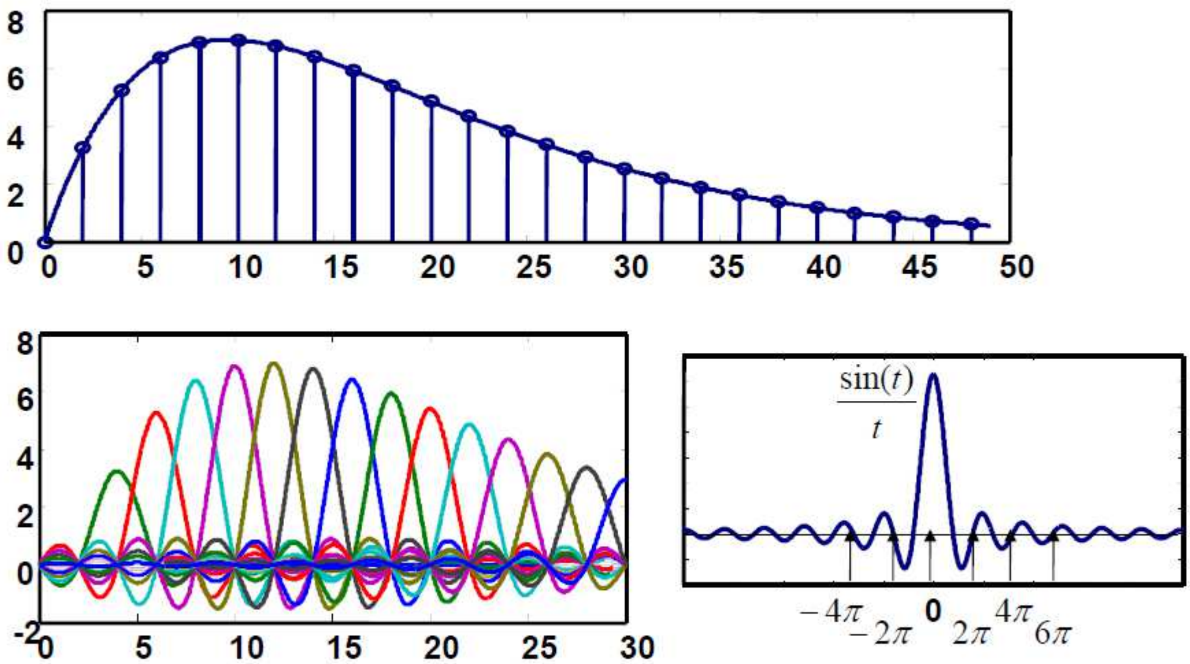


Rys. 2.1. Rola przetworników w systemie cyfrowym

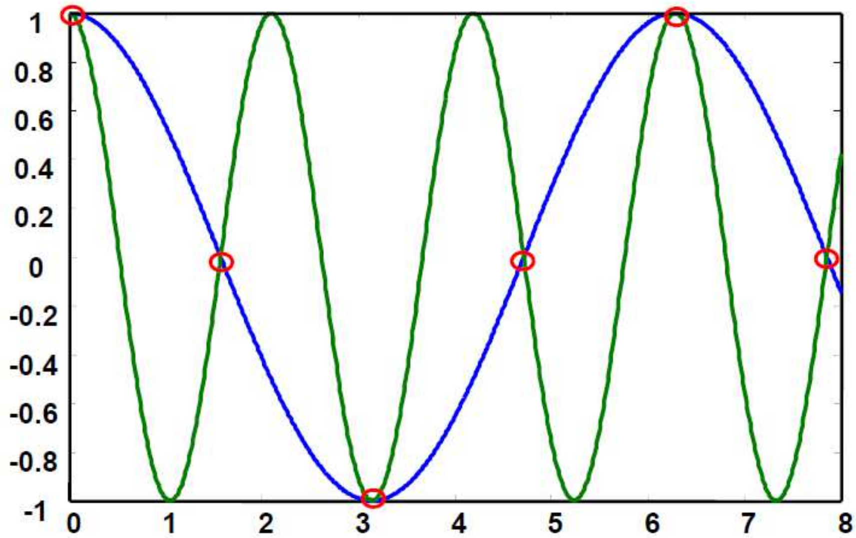
W procesie próbkowania i przemiany sygnału na jego reprezentację cyfrową stosowane są przetworniki analogowo-cyfrowe –a-c (ang. *analog-digital converter*, niem. *Analog-Digital-Umsetzer*). W trakcie pomiaru (próbkowania) idealny przetwornik dostarcza danych dokładnie odpowiadających wartości mierzonej. Cyfrowa reprezentacja danych dostosowana do możliwości przetwarzającego je procesora oznacza jednak ograniczenie liczby używanych bitów. Liczba rozróżnianych poziomów odpowiada odpowiedniej potędze dwójki. Przetwornik 8-bitowy dostarcza więc na swoim wyjściu 256 różnych wartości będących przybliżeniami wartości mierzonych, co oznacza występowanie zawsze pewnej odchyłki od wartości rzeczywistej zwanej błędem kwantyzacji. Błąd ten może być zarówno dodatni jak i ujemny, ale dla idealnego przetwornika analogowo-cyfrowego nie przekracza połowy wartości najmłodszego bitu (bitu o najniższej wartości; *LSB*). Jak widać jego powstawanie jest związane z zasadą pracy systemu, a w rzeczywistych realizacjach przetworników dochodzą do niego jeszcze inne dalej przedstawione czynniki. Błąd kwantyzacji ma charakter przypadkowy, a więc możemy tutaj mówić o występowaniu szumu kwantyzacji. Szum ten jest równomiernie rozłożony w całym paśmie próbkowania – od zera do 1/2 częstotliwości próbkowania.
Dla sygnałów sinusoidalnych górną granicę stosunku sygnału do szumu (granicę przy pełnym wysterowaniu przetwornika) o rozdzielczości b bitów można obliczyć z przybliżonego wzoru
S [dB] = 6,02 b + 1,76
gdzie *b* jest bitową rozdzielczością przetwornika. Dla przetwornika 8-bitowego maksymalny stosunek sygnału do szumu wynosi 49,92 dB., a dla przetwornika 16-bitowego – 98,08 dB. Dla słabszych próbkowanych sygnałów stosunek ten jest niższy gdyż poziom szumów kwantyzacji na stałą wartość 1/2 najmłodszego bitu danych (*LSB*). W przetwornikach rzeczywistych występują dodatkowe źródła szumów powodujące pogorszenie tego stosunku.
Jednym z nich jest nierównomierność odstępów czasu między próbkami (ich fluktuacja, czasami nazywana też drżeniem; ang. *jitter*). Jest ona wywołana zarówno fluktuacją położenia zboczy sygnału zegarowego, czyli szumami fazowymi generatora zegarowego jak i również niedokładnościami w pracy układów logicznych zawartych w samym przetworniku. Poziom powstających w ten sposób szumów fazowych ograniczających dynamikę przetwornika rośnie wraz z częstotliwością próbkowania co stanowi istotny czynnik utrudnaiący konstrukcję przetworników pracujących w zakresach fal metrowych i decymetrowych.
Kolejnym istotnym czynnikiem jest nieliniowość charakterystyki przetwornika. Powoduje ona jak w przypadku wzmacniaczy lub innych układów elektronicznych powstanie zniekształceń sygnału i dodatkowy wzrost poziomu szumów.

W przypadku przetworników analogowo-czyfrowych i cyfrowo-analogowych rozróżniane są dwa rodzaje nieliniowości: całkowita nieliniowość charakterystyki i nieliniowość różnicowa. Ta ostatnia oznacza nierównomierne odstępy pomiędzy stopniami (rozróżnianymi poziomami).
Charakterystyka przetwornika jest monotoniczna wtedy, gdy stały wzrost powziomu sygnału wejściowego daje zawsze wzrost wartości na wyjściu i odwrotnie. Dla zapewnienia monotoniczności nieliniowość różnicowa nie powinna przekraczać 1/2 wagi najmłodszego bitu.
Nieliniowość całkowita oznacza natomiast odchyłkę od proporcjonalnej zależności między sygnałem wejściowym i danymi wyjściowymi. Jest więc ona miarą błędu występującego między dowolnymi dwoma poziomami na wejściu. Nieliniowość ta powoduje powstawanie dodatkowych zniekształceń harmonicznych i intermodulacyjnych. Typowe wartości leżą w pobliżu +/- 1 bitu.
Gęstość szumów przemiany analogowo-cyfrowej maleje proporcjonalnie ze wzrostem częstotliwości próbkowania. Oznacza to, że znaczne podwyższenie częstotliwości próbkowania i następująca po nim cyfrowa filtracja sygnału próbkowanego ograniczająca jego pasmo w tym samym stosunku dają proporcjonalną poprawę odstępu sygnału do szumów. Technika ta nosi nazwę próbkowania nadmiarowego lub w skrócie nadpróbkowania (ang. *oversampling*, niem. *Überabtastung*). Jest ona stosowana przykładowo w przetwornikach jednobitowych sigma-delta.
Przetworniki cyfrowo-analogowe (ang. *digital-analog converter*, niem. *Digital-Analog-Umsetzer*) służą do przetworzenia cyfrowej reprezentacji sygnałów na ich postać analogową, czyli odwrotnie jak w przypadku przetworników analogowo-cyfrowych. Dodatkowo do opisanych powyżej problemów występują tutaj dodatkowe związane z faktem zapamiętywania sygnału na czas trwania cyklu. Sygnał wyjściowy ma więc charakter schodkowy o czasie trwania schodków równym okresowi próbkowania. Zmiana wartości schodkowych nie następuje natychmiastowo – ich zbocza mają więc pewne nachylenie, czyli skończony czas trwania. Dla wygładzenia przebiegu wyjściowego konieczne jest stosowanie filtrów dolnoprzepustowych.

$$s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} s(n\Delta t) \frac{\sin\left(\pi(t - n\Delta t)/\Delta t\right)}{\pi(t - n\Delta t)/\Delta t}$$

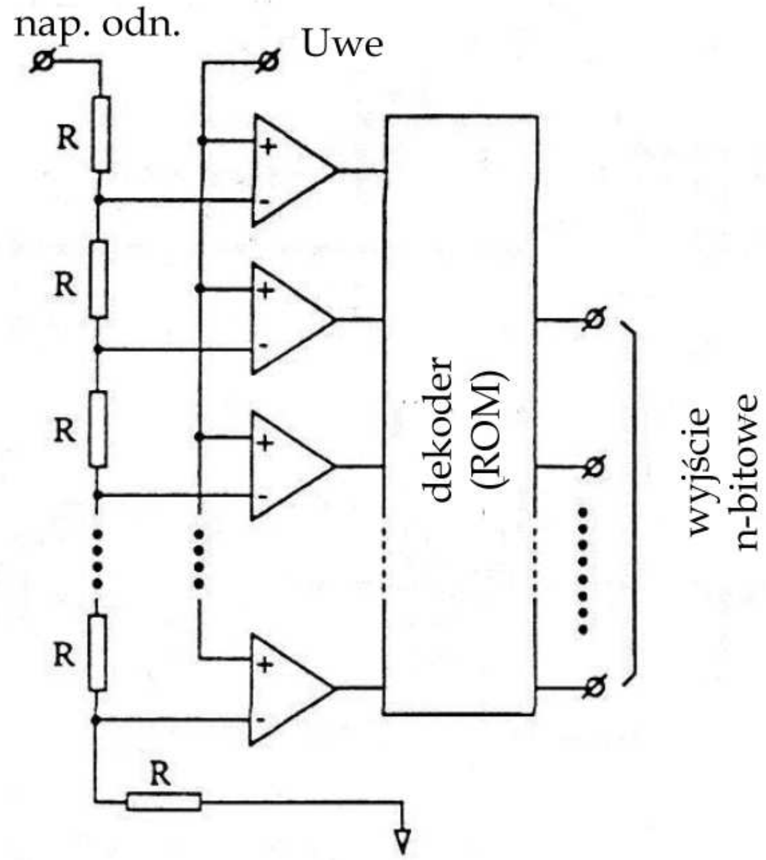


Rys. 2.1. Odtwarzanie sygnału z ciągu próbek wyrażonych wzorem na szereg widocznym w górnej części rysunku. W środkowej częsci przedstawiony jest ciąg kolejnych próbek w funkcji czasu i odtworzony sygnał po odfiltrowaniu za pomocą filtru dolnoprzepustowego, a w dolnej po prawej stronie przebieg czasowy sygnalu pojedyńczej próbki, a po lewej całego ciągu.



Rys. 2.2. Nieprawidłowe odtwarzanie sygnału w przypadku nie spełnienia zasady Nyquista. Zbyt rzadko pobranie próbki (zaznaczone czerwonymi kółkami) z przebiego zielonego dają po odtworzeniu różniący się od niego przebieg niebieski

2.1. Przykład konstrukcji przetwornika analogowo-cyfrowego



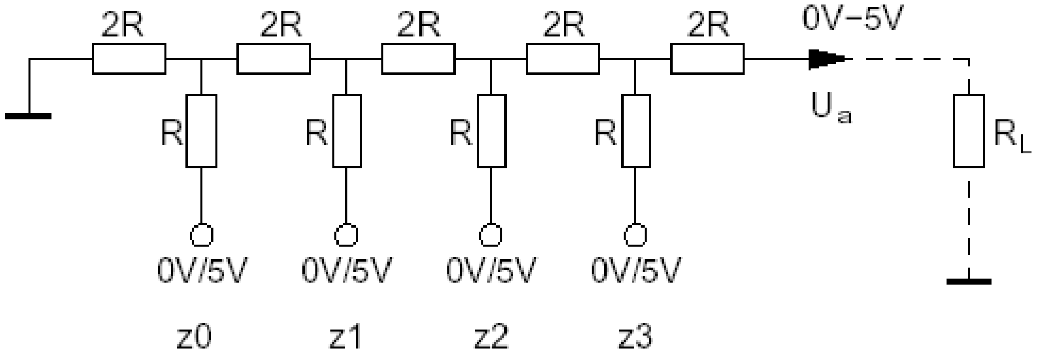
Rys. 2.3. Komparatorowy przetwornik analogowo-cyfrowy

Na rys. 2.3 przedstawiona jest zasada pracy przetwornika analogowo-cyfrowego złożonego z szeregu komparatorów i dzielnika napięć odniesienia dla każdego z nich. Poziom sygnału próbkowanego

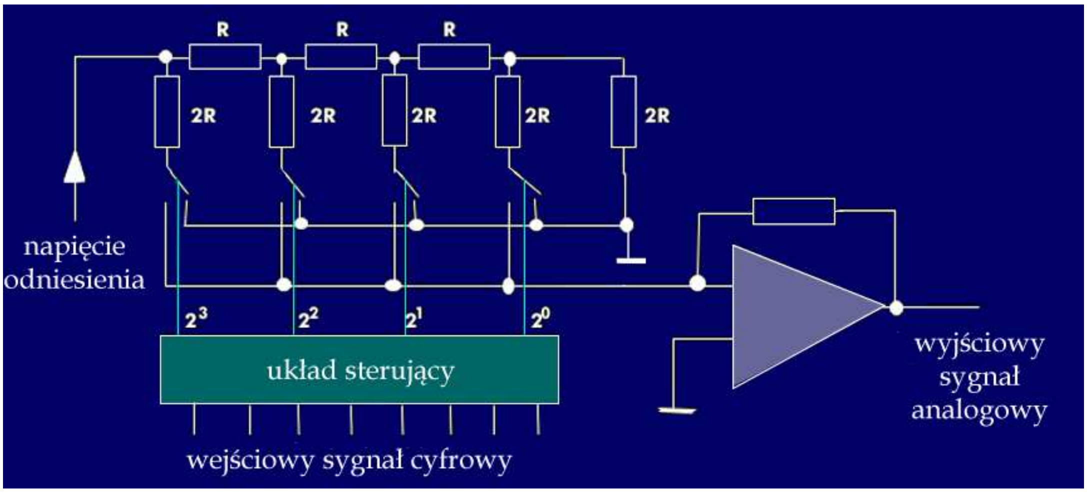
w danym momencie przekracza poziomy odniesienia dla komparatorów porównujących go z niższymi napięciami wyjściowymi z dzielnika i nie przekracza poziomów dla komparatorów porównujących z wyższymi napięciami. Otrzymana w ten sposób kombinacja stanów wyjściowych komparatorów służy do adresowania tabeli kodu zawartej w pamięci. W wyniku tego uzyskuje się bitową reprezentację napięć sygnału przetwarzanego w dowolnym kodzie. Zaletą układu jest duża szybkość działania, a wadą trudność uzyskania dzielnika o odpowiedniej dokładności i liniowości przy większych rozdzielczościach.

2.2. Przykład konstrukcji przetwornika cyfrowo-analogowego

Szybkim i często stosowanym rozwiązaniem są przetworniki drabinkowe z układem drabinkowym R-2R. W 4-bitowym przykładzie z rys. 2.4 napięcie wyjściowe przetwornika jest obliczane ze wzoru
$U_{wy} = U_{odn} / 2^4 R_L Z / (R_L + R)$
gdzie *Z* jest zależne od poziomów logicznych na wejściach z0 (bit najniższy) – z3 (bit najwyższy), a R_L opornością obciążenia. Napięcie odniesienia odpowiada poziomowi jedynki logicznej, np. 5 V.
Zaletą rozwiązania jest zastosowanie oporników o dwóch wartościach zamiast stopniowanych bitowo zgodnie z kolejnymi potęgami dwójki. Ułatwia to zapewnienie zarówno liniowości całkowitej jak i różnicowej, zwłaszcza w przypadku korzystania z układów hybrydowych, w których odchyłki względne poszczególnych oporności są znacznie niższe nich dokładność absolutna.



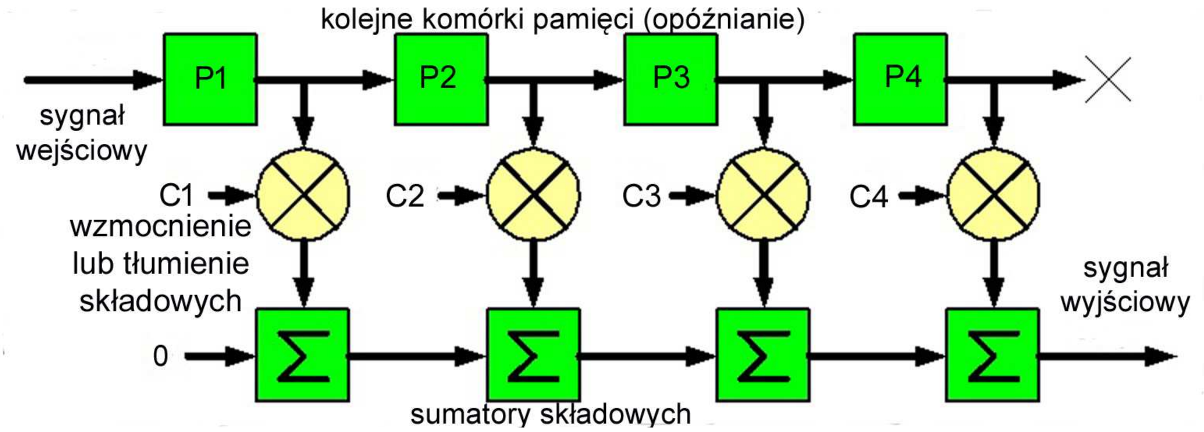
Rys. 2.4. Zasada pracy przetwornika cyfrowo-analogowego z układem drabinkowym R-2R



Rys. 2.5. Schemat blokowy przetwornika a/c

3. Filtry o skończonej odpowiedzi impulsowej (FIR)

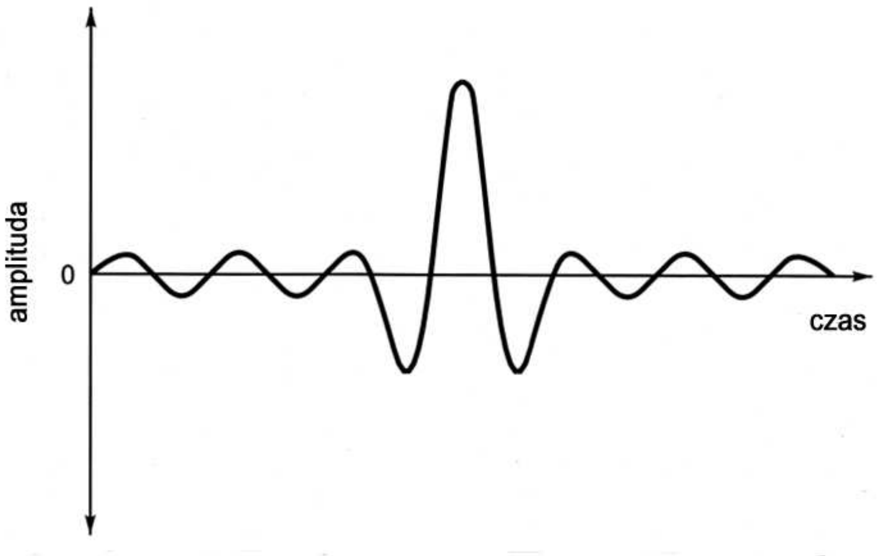
Do najczęściej potrzebnych operacji należy filtrowanie sygnałów. Zadaniem filtru jest stłumienie lub eliminacja niepożądanych składowych zawartych w sygnale wejściowym. Składowe pożądane (pożądane pasmo) muszą być przepuszczane przez filtr z możliwie najmniejszym tłumieniem, a w przypadku filtrów aktywnych ulegają nawet wzmocnieniu. W bardziej rozbudowanych układach, zwłaszcza cyfrowych możłiwa jest eliminacja sygnałów zakłócających zawartych w paśmie przepuszczania, a także przynajmniej częściowa eliminacja szumów.
Dzięki technice cyfrowej unika się konieczności dobierania i strojenia elementów filtru i kompensacji wpływu zmian czasu albo temperatury. W filtrach cyfrowych występują natomiast operacje opóźniania, mnożenia i (algebraicznego) dodawania wartości próbek, niezależne od wpływu temperatur i innych czynników w szerokim zakresie ich zmian. Pozwala to osiągnięcie nie tylko charakterystyk trudnych do osiągnięcia w rozwiązaniach elektronicznych, ale również i na zapewnienie ich niezmienności. Mogą być to przykładowo filtry o liniowej charakterystyce fazowej niezbędne w transmisji danych. Technika cyfrowa pozwala także na wspólne potraktowanie jednym ciągu obliczeń kaskadowego połączenia filtrów wieloobwodowych. Każdy z filtrów analogowych ma swój odpowiednik w technice cyfrowej i odwrotnie chociaż w przypadkach granicznych analogowy odpowiednik filtru cyfrowego może być trudny do zrealizowania. Skuteczny zakres pracy fitrów jest zależny od częstotliwości próbkowania. Wadą filtrów cyfrowych jest natomiast występowanie dodatkowych szumów w wyniku zaokrąglania lub obcinania wyników pośrednich (cząstkowych), błędów kwantyzacji itp. Dokładność filtru jest zależna od rozdzielczości bitowej systemu.
Istotną sprawą w realizacji filtrów cyfrowych jest ich stabilność. W odróżnieniu od filtrów analogowych złożonych z elementów biernych w zależności od sposobu realizacji realizacji cyfrowej może dojść do wzbudzania się filtru. System, w tym przypadku filtr, można uznać za stabilny jeżeli jeżeli sygnały wejściowe o ograniczonym zakresie wartości powodują powstanie na wyjściu sygnałów leżących również w ograniczonym zakresie wartości. Inaczej mówiąc energia zawarta w odpowiedzi impulsowej filtru ma skończoną wartość, lub też że reakcja na wyjściu przy pobudzeniu o skończonej długości jest również skończona.
W rozwiązaniach filtrów o skończonej (w funkcji czasu) odpowiedzi impulsowej – filtrach FIR, filtrach SOI – kolejne próbki sygnału P1, P2… są zapisywane w komórkach pamięci, następnie są one z nich pobierane, mnożone przez odpowiednio dobrane współczynniki (na ilustracji C1, C2, ...) i sumowane. W procesie filtrowania bierze więc udział nie tylko aktualnie pobrana próbka, ale i pewna liczba starszych. Współczynniki mnożenia (co odpowiada wzmacnianiu lub tłumieniu składowych sygnału) są dobierane w zależności od wymaganej charakterystyki filtru.



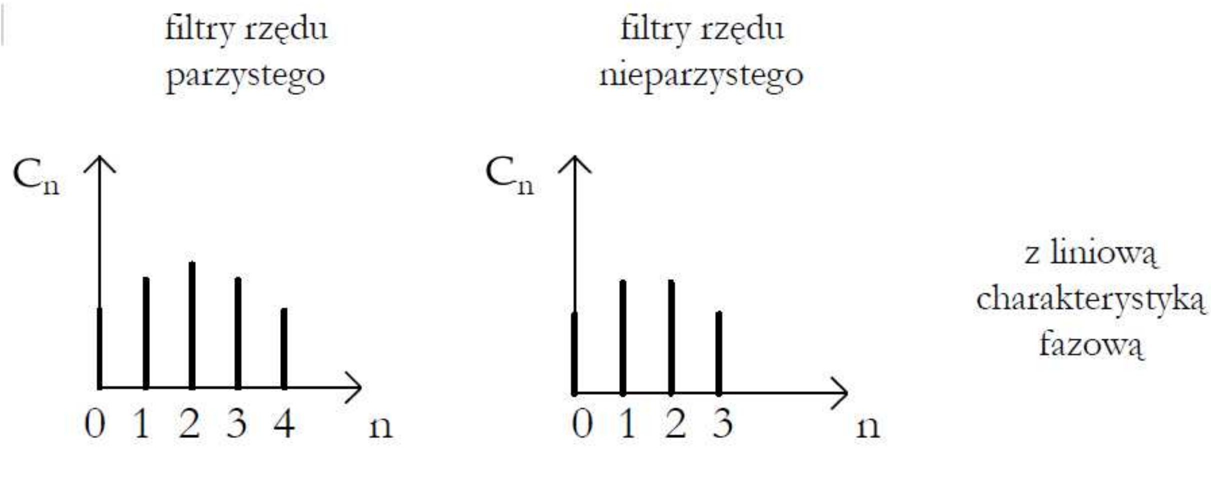
Rys. 3.1. Filtr o skończonej odpowiedzi impulsowej – SOI lub FIR

Filtry o skończonej odpowiedzi impulsowej – SOI (= FIR) są zawsze stabilne gdyż w ich realizacjach nie występują sprzężenia zwrotne (rekursywność). Ich projektowanie jest prostsze aniżeli w przypadku filtrów o nieskończonej odpowiedzi impulsowej, ale ich realizacja jest bardziej złożona obliczeniowo. Łatwiejsze jest też uzyskanie liniowej charakterystyki fazowej czyli jednakowego opóźnienia wszystkich składowych sygnału.

O ile w początkowym okresie rozwoju techniki cyfrowej obróbki sygnałów częściej korzystano z filtrów o nieskończonej odpowiedzi impulsowej ze względu na ich niższe wymogi obliczeniowe, o tyle obecnie dzięki wydajnym procesorom sygnałowym łatwiej jest korzystac z filtrów o odpowiedzi ograniczonej i gwarantowanej stabilności.
Sygnał wyjściowy filtru w danym momencie czasu wyraża się wzorem
Swy(k) = C1 P1 + C2 P2 + C3 P3 + C4 P4 +....
Jest więc sumą ważoną aktualnej próbki i pewnej liczby próbek poprzedzających *P2*, *P3*, ... *Pn*, gdzie *n* jest rzędem filtru
Dla uzyskania pożądanej charakterystyki filtru konieczne jest obliczenie wartości wszystkich używanych współczynników *C1*, *C2*, ... *Cn*. Obliczenia te są dosyć skomplikowane, dlatego też są dokonywane komputerowo przy użyciu specjalnego oprogramowania. Dla filtrów o liniowej charakterystyce fazowej zbiór współczynników musi być symetryczny, tzn. C1 = Cn, C2 = Cn-1 itd. (rys. 3.3).
Obcinanie i zaokrąglanie wyników pośrednich powoduje wzrost poziomu szumów wnoszonych przez filtr. Obcinanie i zaokrąglanie współczynników powoduje natomiast przesunięcie charakterystyki filtru. Efekty te występują w mniejszym stopniu przy użyciu arytmetyki zmiennoprzecinkowej.



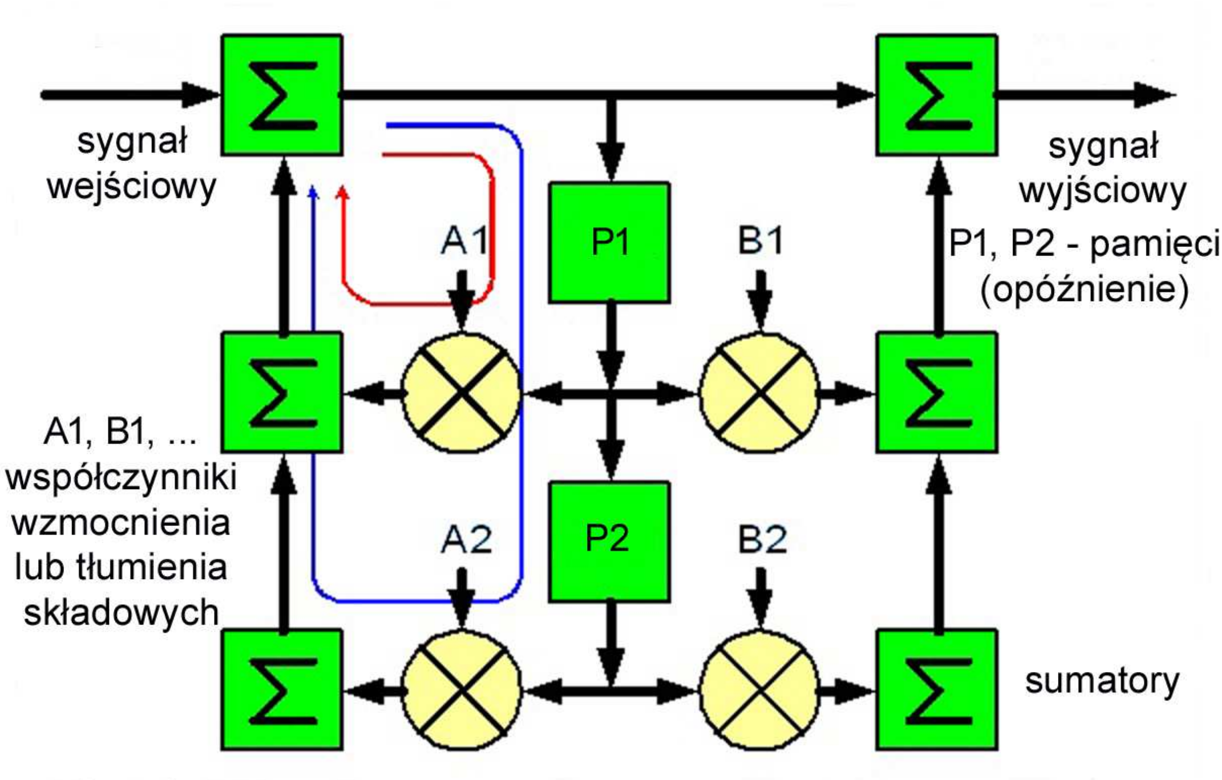
Rys. 3.2. Skończona odpowiedź impulsowa typowego filtru



Rys. 3.3. Symetryczny rozkład współczynników filtru z liniową charakterystyką fazy dla filtrów rzędu parzystego i nieparzystego

4. Filtry o nieskończonej odpowiedzi impulsowej (IIR)

Oprócz filtrów o skończonej czasowo odpowiedzi istnieją również filtry o odpowiedzi teoretycznie nieskończonej (ang. IIR, pol. NOI), gdzie przeskalowane wartości próbek są dodawane zarówno do wartości próbek starszych jak i do nowszych, co oznacza występowanie sprzężeń zwrotnych i jak zwykle w takich przypadkach grozi niebezpieczeństwem wzbudzania się filtru – czyli zaistnienia sytuacji, w której reakcja filtru na pobudzenie o skończonym czasie trwania jest teoretycznie nieskończenie długa.



Rys. 4.1. Filtr o nieskończonej odpowiedzi impulsowej NOI – IIR

Na blokowym schemacie funkcjonalnym filtru widoczne są pętle sprzężenia zwrotnego zaznaczone kolorowymi strzałkami, a współczynniki A1, A2 ... decydują o wypadkowym wzmocnieniu pętli. Prawa część schematu funkcjonalnego odpowiada filtrowi o skończonej odpowiedzi impulsowej przedstawionemu w poprzednim rozdziale.
Sygnał wyjściowy filtru w danym momencie czasu wyraża się wzorem
Swy(k) = B1 P1 + B2 P2 + B3 P3 + B4 P4 +.... – (A1 P1 + A2 P2 + A3 P3 + A4 P4+ ...)
Dzięki dużej elastyczności w kształtowaniu funkcji przenoszenia filtru znacznie łatwiej jest uzyskać jego pożądaną charakterystykę przy niższym stopniu komplikacji obliczeń, ale ich projektowanie jest znacznie trudniejsze między innymi, ale nie wyłącznie, ze względu na konieczność zapewnienia stabilności. Cyfrowe realizacje filtrów tego rodzaju są znacznie bardziej wrażliwe na błędy wynikające z zaokrągleń. Zniekształcenia wartości współczynników mogą znacząco zmienić charakterystykę, a zaokrąglenia wartości sygnału i wyników pośrednich wprowadzają szum, który może się akumulować.
Niemożliwa jest też realizacja filtrów o liniowej charakterystyce fazowej czyli o jednakowym opóźnieniu wszystkich składowych przepuszczanego sygnału.
Zaletami filtrów NOI (= IIR) są mniejsze obciążenie procesora obliczeniami i mniejsze zapotrzebowanie pamięci. Dzięki rosnącej wydajności procesorów filtry o odpowiedzi nieskończonej cieszą się obecnie mniejszą popularnością niż dawniej i mniejszą niż filtry o odpowiedzi skończonej.

4.1. Trochę matematyki

Ogólne równanie filtru cyfrowego, a dokładniej jego sygnału wyjściowego w funkcji czasu (próbki o numerze n) wyraża się wzorem

$$y[n] = -\sum_{k=1}^{N} a_k y[n-k] + \sum_{k=0}^{M} b_k x[n-k]$$

W przypadku gdy tylko współczynniki b_k są różne od zera otrzymuje się filtr o skończonej odpowiedzi impulsowej, a w przypadku gdy przynajmniej część współczynników rekursywnych a_k jest różna od zera – filtr o nieskończonej odpowiedzi impulsowej. Rząd każdej z gałęzi filtru może być różny $M \neq N$; x[] i y[] są wartościami używanych w obliczeniach i wynikowych próbek. Jeżeli współczynniki a_k i b_k nie ulegają zmianom czasowym to również właściwości filtru pozostają niezależne od czasu.
Równanie filtru o skończonej odpowiedzi impulsowej (y[n]) i jego odpowiedź impulsową (h[n]) wyrażają poniższe wzory (zawierające operacje mnożenia, dodawania i opóźniania):

$$y[n] = \sum_{k=0}^{M} b_k x[n-k] \Rightarrow h[n] = \sum_{k=0}^{M} b_k \delta[n-k]$$

gdzie funkcja Delta (będąca impulsem jednostkowym) jest zdefiniowana jako

$$\delta(k) = \begin{cases} 1 & k = 0 \\ 0 & k \neq 0 \end{cases}$$

Odpowiedź impulsowa h[n] filtru składa się z jego współczynników b_k i w pełni opisuje jego właściwości. Sygnał wyjściowy y[n] powstaje w wyniku splotu sygnału wejściowego z odpowiedzią impulsową filtru. Lewą część wzoru można więc zapisać skrótowo jako y[n] = x[n] * h[n], gdzie gwiazdka oznacza operację splotu.
Dla M o skończonej wartości odpowiedź impulsowa jest zawsze skończona w przeciwieństwie do filtru NOI (IIR) i jest on filtrem nierekursywnym. W filtrze SOI (FIR) M-tego rzędu każda z wartości wyjściowych jest liniową kombinacją ostatnich M + 1 wartości wejściowych. Filtry te są więc systemami liniowymi i niezmiennymi w czasie.
Prawie wszystkie filtry SOI (FIR) mają liniową charakterystykę fazy, zapewniającą istotne zwłaszcza w transmisji danych, jednakowe opóźnienie wszystkich składowych sygnału. Filtry o odpowiedzi nieskończonej nie zapewniają tej liniowości. Charakterystyka częstotliwościowa filtru FIR (SOI) jest natomiast dyskretną transformatą Fouriera jego odpowiedzi impulsowej.
Dla uzyskania takich samych właściwości selekcyjnych filtry o skończonej odpowiedzi wymagają większej liczby współczynników i z tego powodu stanowią większe obciążenie dla procesora. Filtry o skończonej odpowiedzi impulsowej są zawsze stabilne, podczas gdy dla filtrów NOI nie jest to gwarantowane. Wykorzystanie w filtrach NOI opóźnionych wartości wyjściowych dla obliczenia wartości aktualnych oznacza, że są one filtrami rekursywnymi.
Współczynniki b_k dla filtru dolnoprzepustowego SOI (FIR) można obliczyć ze wzoru

$$b_k = \frac{\sin(k\Omega_p)}{k\pi}$$

gdzie Ω_p jest częstotliwością graniczną filtru.

5. Transformata Fouriera

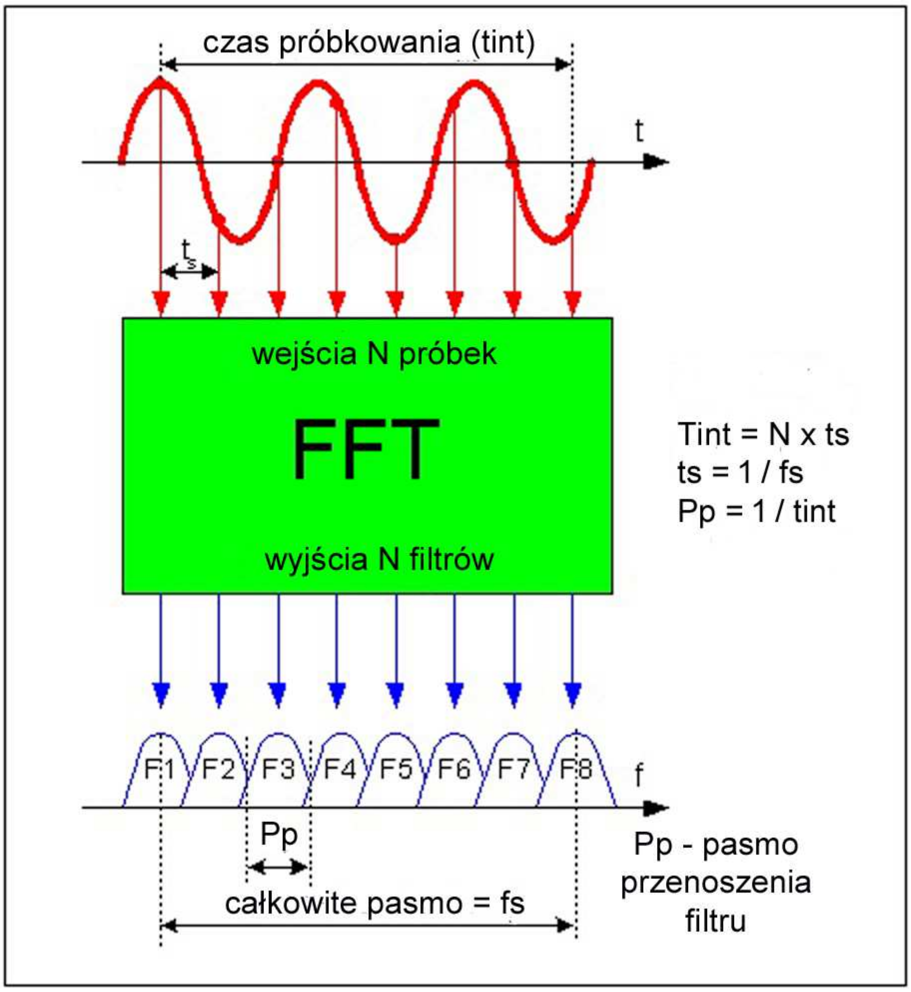
Do analizy i filtracji sygnałów stosowana jest również szybka transformata Fouriera. Jej zoptymalizowany dla potrzeb procesorów sygnałowych algorytm nosi oznaczenie DFT ((Dyskretna Transformata Fouriera; ang. *Discrete Fourier Transform*). Jak to przedstawiono na ilustracji z pewnej (znacznie większej niż w tym przykładzie) liczby próbek uzyskuje się wynik w postaci składowych częstotliwościowych, tak jakby sygnał został przefiltrowany przez dużą liczbę połączonych równolegle wąskopasmowych filtrów – czyli widmo prążkowe lub dyskretne. Obliczenia związane z tą operacja są dość skomplikowane i stanowią prawdziwe wyzwanie dla procesorów sygnałowych. W odróżnieniu od układu równoległych obwodów rezonansowych wyniki operacji otrzymuje się z opóźnieniem, a nie natychmiast. Do odtworzenia przebiegu sygnału w oparciu o jego widmo służy operacja odwrotna (IDFT; ang. *Inverse Discrete Fourier Transform*). Widmo prążkowe otrzymuje się jedynie dla sygnałów okresowych, natomiast dla sygnałów nieokresowych otrzymywane jest widmo ciągłe, które w technice cyfrowej też musi być wyrażone za pomocą skończonej liczby prążków.

Zasadę analizy widma sygnałów najłatwiej jest wyobrazić sobie myśląc o zbiorze równolegle połączonych filtrów dostrojonych do częstotliwości różniących się od siebie o Δf (rys. 5.1). W modelu tym do ich wejść doprowadzany byłby analizowany sygnał, a na wyjściach przy użyciu detektorów mierzone byłyby amplitudy poszczególnych składowych. Dla szerokiego pasma i przy większej rozdzielczości częstotliwościowej tych filtrów i detektorów musiałoby być niepraktycznie dużo, dlatego też opisany przykład ma znaczenie tylko teoretyczne. Dzięki cyfrowej obróbce sygnałów analiza odbywa się komputerowo, a narzędzia i przyrządy służące do tego celu, od odbiorników programowalnych poczynając, stały się dostępne dla krótkofalowców.
Podstawowym pojęciem, z którym spotykamy się od samego początku jest transformata Fouriera. Pozwala ona na obliczenie amplitud i częstotliwości składowych sygnału (czyli widma) na podstawie jego przebiegu czasowego lub mówiąc inaczej zobrazowanie go w dziedzinie częstotliwości na podstawie obrazu z dziedziny czasu (rys. 5.2) czyli pewnego wycinka jego przebiegu. Transformata odwrotna umożliwia otrzymanie przebiegu czasowego w oparciu o składowe częstotliwościowe. Obliczenia oparte o transformatę Fouriera zastępują więc zestaw filtrów z modelu myślowego analizy.
Z analizy Fouriera wynika, że każdy okresowy niesinusoidalny przebieg ciągły – a więc taki z jakim spotykamy najczęściej się w elektronice i najbardziej nas interesujący – można rozłożyć na sumę (superpozycję) składowych harmonicznych zgodnych w fazie z przebiegiem wyjściowym i przesuniętych o 90 ° (kwadraturowych). Suma ta – teoretycznie o nieskończonej liczbie składowych – nazywana jest szeregiem Fouriera. Amplitudy harmonicznych, czyli współczynniki szeregu Fouriera, są obliczane przez całkowanie przebiegu wyjściowego w jego okresie powtarzania. W praktyce w elektronice i radiokomunikacji istotną rolę odgrywa jedynie ograniczona liczba najniższych harmonicznych:
$f(t) = a0 + (a1\cos(\omega t) – b1\sin(\omega t) + (a2\cos(2\omega t) – b2\sin(2\omega t)) + ...$,
gdzie *f(t)* jest przebiegiem sygnału w funkcji czasu, *a0* jest wartością składowej stałej, *a1* i *b1* – amplitudami składowej podstawowej, *a2* i *b2* – amplitudami drugiej harmonicznej itd., ω – jest pulsacją czyli częstością kołową, dla uproszczenia wystarczy zapamiętać, że kryje się pod nią częstotliwość przebiegu (pomnożona przez 2 π). Część współczynników *an*, *bn* może przyjmować wartość zero, co oznacza, że przebieg f(t) może zawierać same składowe synfazowe (zapisane tu przez funkcje cos) lub kwadraturowe (funkcje sin), tylko harmoniczne parzyste albo tylko nieparzyste, albo też jakąś ich kombinację. Dla otrzymania dokładnych wyników sygnał analizowany musiałby mieć przebieg okresowy i nieskończony czas trwania. Sygnały rzeczywiste mają jednak ograniczony czas trwania i dlatego otrzymywane wyniki są obciążone niedokładnościami zależnymi od długości analizowanego wycinka przebiegu (bloku danych) i od sposobu wyboru analizowanych próbek. Sygnał regularny złożony z pewnej liczby składowych harmonicznych o dowolnych amplitudach, częstotliwościoach i fazach naywany jest też grupą falową. Jedna z jego istotnych cech jest szerokość pasma zajmowanego przez wszystkie składowe.
Sygnał odbierany przykładowo przez odbiornik programowalny w pewnym szerszym zakresie jest sumą zmodulowanych sygnałów wielu stacji i dlatego też sytuacja w rzeczywistości jest dużo bardziej skomplikowana, aniżeli w tym prostym przykładzie.
Klasyczna transformata Fouriera wymaga obliczania całek z funkcji ciągłych i to w zakresie od minus do plus nieskończoności, co jest zadaniem niewykonalnym dla komputera nawet w przybliżeniu i już na

pewno nie w jakimś rozsądnym czasie. Dla potrzeb obliczeń komputerowych powstała więc dyskretna transformata Fouriera (DFT), będąca transformatą blokową, w której danymi wyjściowymi są bloki próbek badanego sygnału (pobierane w ustalonych odstępach czasu, czyli po zebraniu wymaganej liczby próbek), a całkowanie zostało zastąpione przez sumowanie i to skończonej liczby elementów. Transformata blokowa polega na tym, że z pewnej liczby czyli bloku danych wejściowych (w tym przypadku próbek sygnału) otrzymuje się odpowiadający mu blok danych wyjściowych (w tym przypadku składowych częstotliwościowych), jak to przedstawia ilustracja 5.1. Przy bloku danych o liczbie N próbek rozdzielczość częstotliwościowa wynosi fs/N, gdzie *fs* jest częstotliwością próbkowania. Liczba dyskretnych skladowych widma jest równa liczbie czasowych próbek sygnału.

Przykład do rys. 5.1.

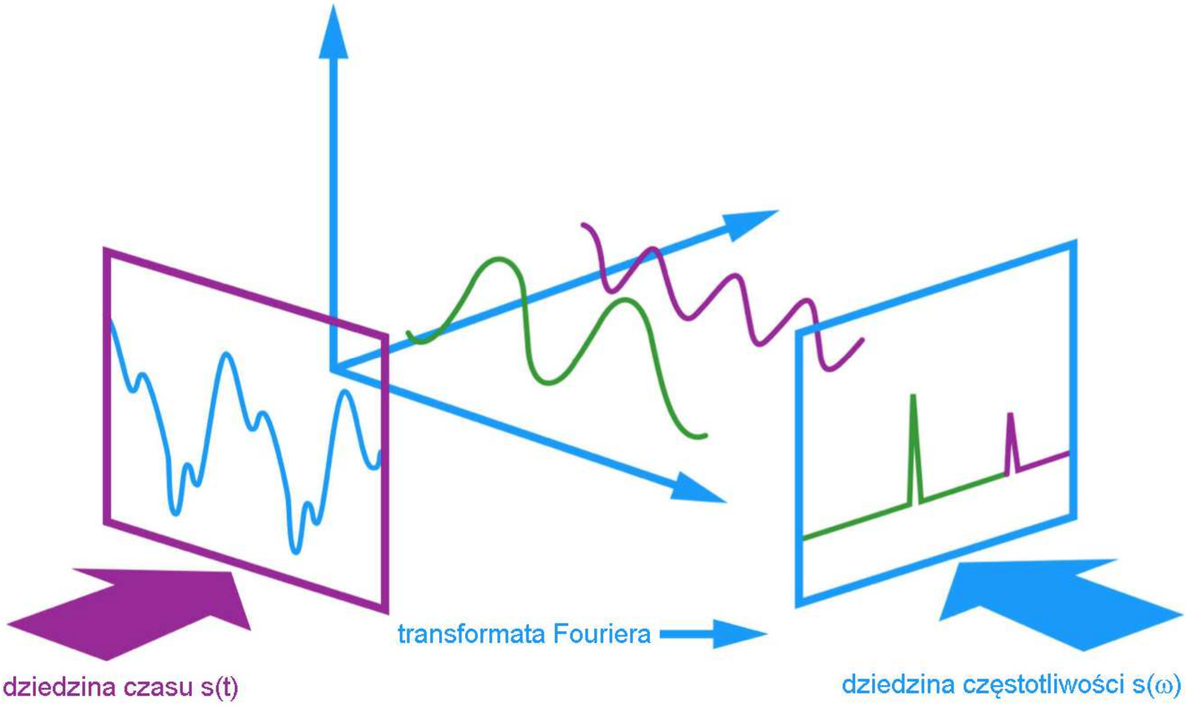
Blok wejściowy stanowi 512 próbek pobieranych z częstotliwością próbkowania 8 kHz. Blok transtormaty odpowiada 512 filtrom o szerokościach pasma 8 kHz/512 = 15,625 Hz. Dla 128 próbek byłoby to 128 filtrów o szerokościach pasma 8 kHz/128 = 62,5 Hz.



Rys. 5.1. Transformata Fouriera jako zestaw równoleglych filtrów. Na wejście podawane jest N próbek (N równe potędze 2), sygnał wyjściowy jest rozdzielony na tą samą liczbę filtrów o jednakowym paśmie przenoszenia i o równomiernie rozmieszczonych częstotliwościach środkowych. Czas Tint odpowiada czasowy pobierania wszystkich próbek składających się na blok danych wejściowych, a pasmo przenoszenia filtru jest odwrotnie proporcjonalne do niego. Całkowite pasmo przenoszenia wszystkich filtrów jest równe częstotliwości próbkowania

Poziom szumów w sygnale wyjściowym można ograniczyć w pewnym stopniu eliminując z jego widma te składowe częstotliwościowe, których poziom nie przekracza wyznaczonego progu. Składowe o amplitudach poniżej tego progu są zastępowane przez wartości zerowe. Po wykonaniu transformaty odwrotnej otrzymywany jest czasowy przebieg sygnału, ale charakteryzujący się obniżonym poziomem szumów.

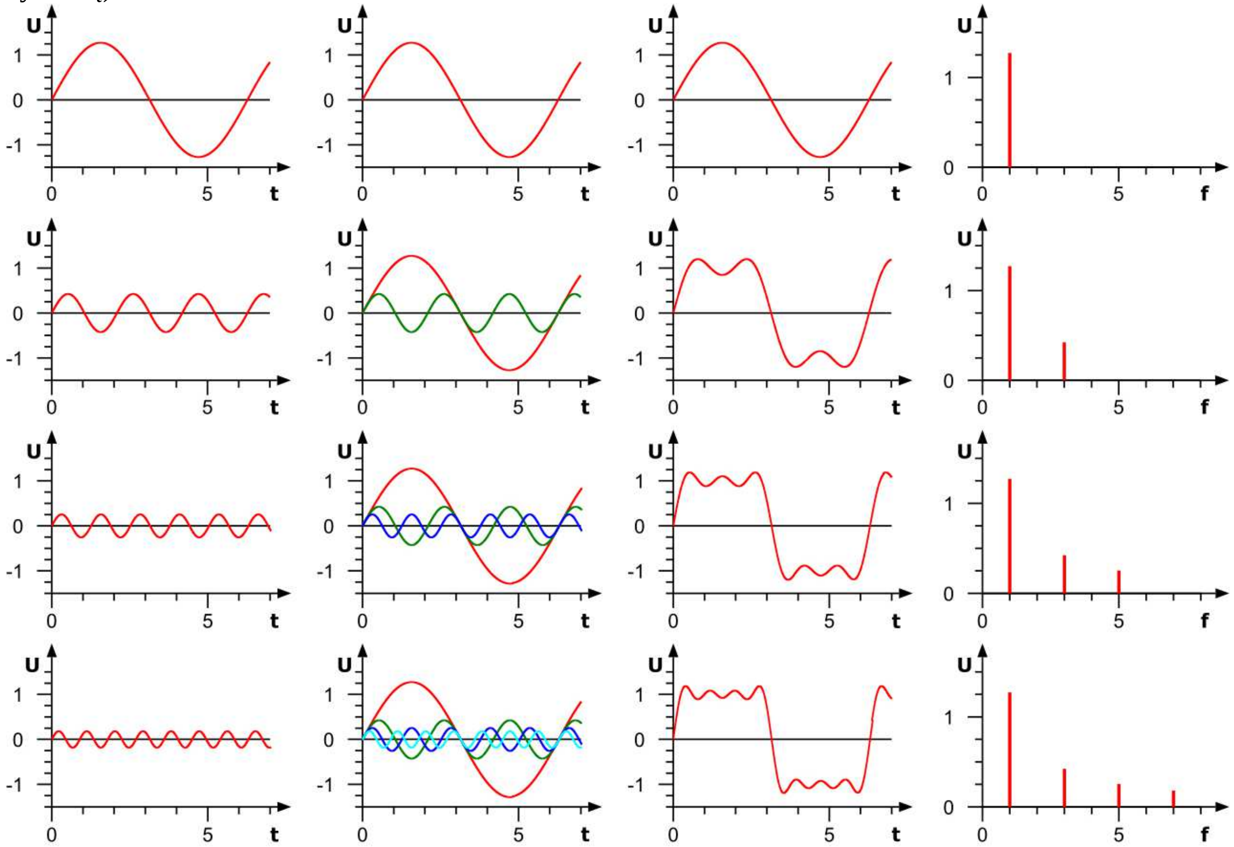
Zwiększenie rozdzielczości częstotliwościowej wymaga albo zwiększenia długości bloku (liczby próbek) albo zmniejszenia częstotliwości próbkowania, albo też zmiany obu czynników równolegle. Przedłużenie analizowanego bloku próbek oznacza odpowiedni wzrost opóźnienia przed otrzymaniem wyniku.



Rys. 5.2. Odwzorowanie przebiegu sygnału w funkcji czasu s(t) na jego widmo częstotliwościowe s(ω). Sygnał analizowany (grupa falowa) zawiera dwie składowe sinusoidalne: o częstotliwości podstawowej i drugą harmoniczną o niższej amplitudzie. Transformacje prosta i odwrotna nie powodują zmiany sygnału, a jedynie zmianę jego reprezentacji

Ograniczenie się do skończonej liczby próbek niesie jednak ze sobą pewne, omówione dalej, efekty negatywne. Po pierwsze duża liczba mnożeń stanowi znaczne obciążenie dla procesora. Przez korzystne pogrupowanie obliczeń, dobór ich kolejności i wielokrotne wykorzystanie wyników pośrednich udaje się na szczęście w znacznym stopniu zredukować ich liczbę. I tak powstaje szybka transformata Fouriera (ang. *Fast Fourier Transform*; FFT). Opiera się ona na opracowanym w 1965 roku algorytmie Cooleya i Tukeya (nazywanym także algorytmem motylkowym). O ile dla dyskretnej transformaty Fouriera liczba operacji rosła z kwadratem liczby próbek sygnału, o tyle dla FFT jest ona proporcjonalna do $N\log_2 N$ co oznacza, że rośnie znacznie wolniej. Przykładowo przy 1024 próbkach dla transformaty DFT konieczne byłoby wykonanie około miliona operacji mnożenia, a dla FFT tylko około 10000. Dla uproszczenia całości liczba uwzględnianych próbek jest potęgą dwójki (2^n). Przetwarzający dane procesor sygnałowy musi być dostatecznie szybki, aby zakończyć obliczenia dla aktualnego zbioru próbek przed otrzymaniem następnego, w przeciwnym przypadku część danych jest tracona. Zgodnie z zasadą Nyquista częstotliwość próbkowania musi być co najmniej dwa razy wyższa od najwyższej częstotliwości sygnału analizowanego. Szczególną formą transformaty Fouriera jest algorytm Goertzela służący do obliczania pojedyńczego prążka, a nie pełnego wieloprążkowego widma. Odpowiada on więc funkcjonalnie pojedyńczemu filtrowi.
Zakres dynamiki analizatorów i odbiorników opartych o cyfrową obróbkę sygnałów (szybką transformatę Fouriera) zależy od właściwości przetwornika analogowo-cyfrowego, a konkretnie od jego rozdzielczości bitowej. Każdemu z bitów słowa dwójkowego odpowiada 6 dB dynamiki, co dla przetwornika 12-bitowego daje dynamikę 72 dB, a dla 16-bitowego – 96 dB. W praktyce wskutek niedoskonałości charakterystyk przetworników zakres dynamiki jest nieco niższy od teoretycznie możliwego.
Z samej zasady pracy cyfrowa analiza sygnałów jest obarczona błędami. Ich źródła są różnorakie. Jedno z nich związane jest z niedostateczną częstotliwością próbkowania, a dokładniej rzecz biorąc z niedostateczną filtracją sygnału próbkowanego pozwalającą na przenikanie na wejście przetwornika a/c składowych o częstotliwościach wyższych od połowy częstotliwości próbkowania. W sygnale cyf-

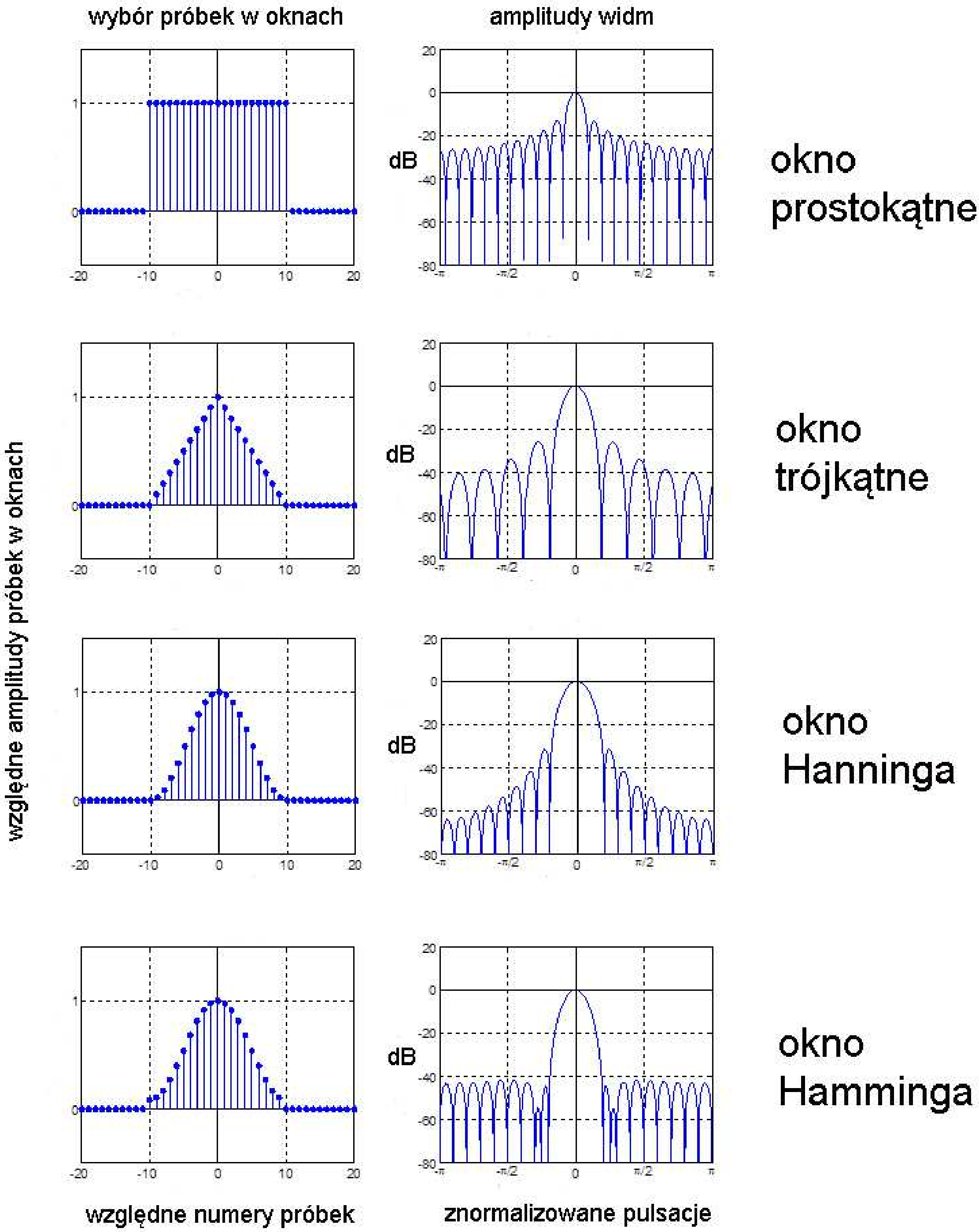
rowym pojawiają się wówczas składowe o częstotliwościach zwierciadlanych (ang. *aliasing*) niemożliwe do wyeliminowania w toku dalszych obliczeń. Efekt ten jest również nazywany utożsamianiem (dwóch różnych sygnałów poprzez wspólną, ale prawdziwą tylko dla jednego z nich reprezentację cyfrową).



Rys. 5.3. Synteza fali prostokątnej przez sumowanie kolejnych nieparzystych harmonicznych. W miarę dodawania kolejnych składowych sygnał wypadkowy zbliża się coraz bardziej do fali prostokątnej. Po prawej stronie przedstawiono widma sygnałów. Amplitudy kolejnych składowych wynikają z szeregu Fouriera

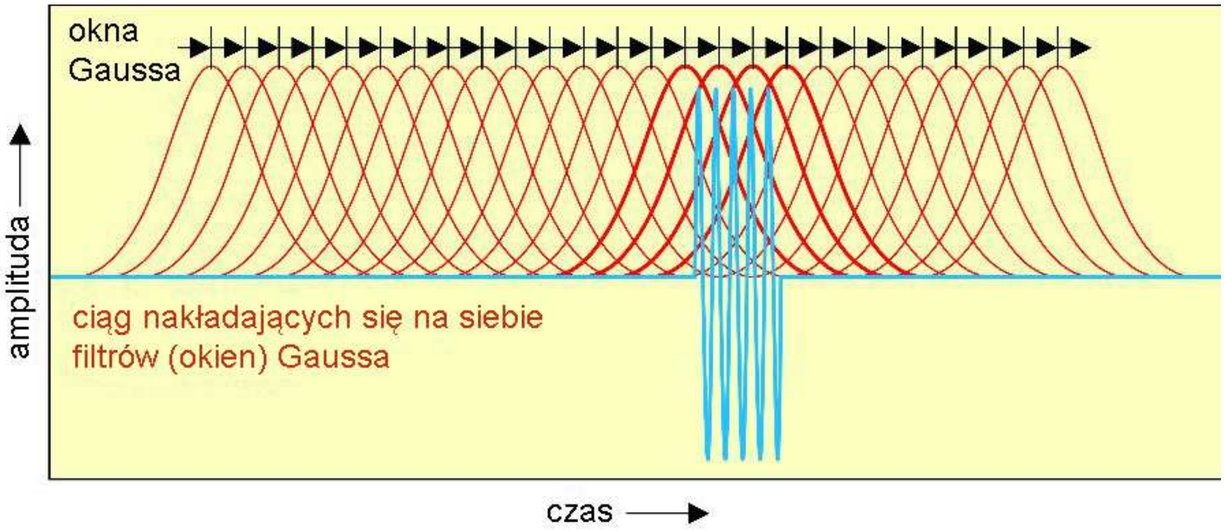
Na uwagę zasługuje także sposób wyboru próbek badanego (odbieranego) sygnału. W najprostszym przypadku podstawę do dalszych obliczeń stanowią próbki z jednego okresu tego sygnału. To ograniczenie czasowe powoduje, że zamiast pojedyńczego prążka otrzymuje się widmo złożone z szerszego od niego listka głównego i po jego obu stronach ciągów malejących listków bocznych zawierających składowe nie istniejące w rzeczywistości – jest ono też nazywane widmem rozmytym (ang. *spectral leakage*). Efekt ten można ograniczyć w pewnym stopniu zwiększając liczbę próbek wchodzących w skład analizowanego bloku, co jednak powoduje dalsze opóźnienia w przetwarzaniu sygnału, albo przez modyfikację sposobu ich wybierania. Maksima listków pasożytniczych maleją zgodnie z funkcją sin(x)/x. Dla przedstawionego na ilustracji 5.4 okienka selekcji o kształcie prostokątnym szerokość listka głównego wynosi 0,89 Δf (wybranej rozdzielczości czestotliwościowej), a maksimum listków bocznych leży tylko 13 dB poniżej listka głównego. Listki przedstawione na rys. 5.4 są obwiednią ograniczającą wysokość prążków widma. Jeżeli szerokość okna selekcji próbek nie jest równa okresowi przebiegu lub jego wielokrotności, co w praktyce jest częstym przypadkiem, obliczone widmo więc zawiera dodatkowe fałszywe składowe.
Pożądane byłoby więc z jednej strony jak największe stłumienie listków bocznych widma i jednocześnie możliwe duże zawężenie listka głównego, aby był on jak najbardziej podobny do rzeczywistego prążka. Wymagania te nie w pełni dają się pogodzić ze sobą, dlatego też zostało opracowanych szereg rozwiązań noszących często nazwiska ich autorów. O ile w przypadku okna prostokątnego do obliczeń używane są próbki z kolejnych odcinków czasowych bez poddawania ich jakimkolwiek zmianom, o tyle w pozostałych są to próbki ważone – o wartościach zmniejszanych aż do zera w miarę zbliżania się do krawędzi przedziału. Uzyskuje się w ten sposób wprawdzie większe tłumienie listków bocznych,

ale kosztem poszerzenia listka głównego (rys. 5.4). Oznacza to, że każdy dokonany wybór stanowi w praktyce zawsze jakiś kompromis. Właściwości najczęściej spotykanych funkcji okien przedstawiono w tabeli 5.1, a ich przydatność w różnych zastosowaniach – w tabeli 5.2. Wybór rodzaju okna zależy od tego, czy ważniejsze jest stłumienie niepożądanych składowych obliczonego widma znajdujących się w pobliżu rzeczywistego prążka (co wymaga zawężenia listka głównego) czy też w większej odległości od niego przez osłabienie listków bocznych.



Rys. 5.4. Rozmyte widma sygnałów otrzymywane w wyniku ograniczenia się do skończonego odcinka czasu – okien obejmujących skończoną liczbę próbek. Amplitudy próbek są ważone za pomocą funkcji okna. Na środku wykresów widm widoczny jest listek główny o szerokości zależnej od rodzaju okna, a po bokach mniej lub bardziej stłumione listki boczne

Z problemem wyboru rodzaju okna stykamy się m.in. w programach odbiorczych SDR takich jak SDR#. Największą rozdzielczość czyli najwęższy listek główny daje okno prostokątne, ale okna Hamminga i Hanninga nadają się również dobrze do analizy sygnałów ciągłych. Niezależnie od rodzaju okna zwiększenie selektywności analizy można osiągnąć przez poszerzenie okna czyli wydłużenie odcinka czasu, z którego pochodzą próbki.
Lepsze i dokładniejsze wyniki uzyskuje się gdy okna nie są rozmieszczone kolejno na osi czasu, ale gdy zachodzą na siebie czasowo w pewnym stopniu. Obecnie jest to najczęściej 75 – 90 %. Pozwala to także na analizę sygnałów impulsowych, ciagów impulsów o małym współczynniku wypełnienia itp.
Cyfrowa analiza sygnałów za pomocą transformaty FFT jest tematem na tyle interesującym, że krótkofalowcy eksperymentują z nią także przy użyciu zwykłych mikroprocesorów Atmega albo oprogramowania LabView na PC. Oczywiście jest to ograniczone do zakresu częstotliwości akustycznych, ale wystarczy nie tylko do celów dydaktycznych.



Rys. 5.5. Nakładanie się na siebie okien selekcji pozwala na analizę także przebiegów impulsowych. Obliczenia odbywają się równolegle dla każdego z okien, co stawia wysokie wymagania odnośnie szybkości przetwarzania procesora sygnałowego

Tabela 5.1
Podstawowe właściwości okien selekcji próbek

Okno	3 dB szerokość listka głównego w stosunku do Δf	Maksimum listków bocznych
Prostokątne	0,89	-13 dB
Trójkątne (Barletta)	1,28	-27 dB
Hamminga	1,30	-43 dB
Hanninga (podwyższony kosinus)	1,44	-32 dB
Blackmanna	1,68	-58 dB
Blackmanna-Harrisa	1,71	-67 dB

Uwagi:
Okno prostokątne jest używane także dla analizy sygnałów jednorazowych (sporadycznych). Analizowany sygnał musi w całości mieścić się w wybranym oknie. Uzyskuje się to przez selekcję w ciągu zachodzących na siebie okien. Okna Hanninga i Hamminga zmiejszają zafałszowania widma i poprawiają dokładność amplitudową ale kosztem zmniejszenia rozdzielczości częstotliwościowej. Okno Blackmanna-Harrisa zapewnia minimalne zafałszowania widma ale kosztem rozdzielczości częstotliwościowej.

Tabela 5.2
Przydatność wybranych rodzajów okien w zastosowaniach praktycznych

Okno	Rozdzielczość		Zastosowania
	amplitudowa	częstotliwościowa	
Prostokątne	(-)	(+)	Wąskie odstępy częstotliwości przy prawie równych amplitudach
Gaussa	(+)	(+)	Słabe szybkozmienne sygnały
Hamminga	(-)	(+)	Sygnały okresowe, pomiar szumów wstęg bocznych
Hanninga	(-)	(+)	Sygnały okresowe, pomiar szumów wstęg bocznych
Blackmanna-Harisa	(+)	(-)	Pomiar zawartości harmonicznych w pojedyńczych sygnałach
Kaisera-Bessela	(+)	(-)	Wąskie odstępy częstotliwości przy nierównych amplitudach

Tabela 5.3
Porównanie efektywności DFT i FFT. Liczba mnożeń dla N próbek w DFT i FFT

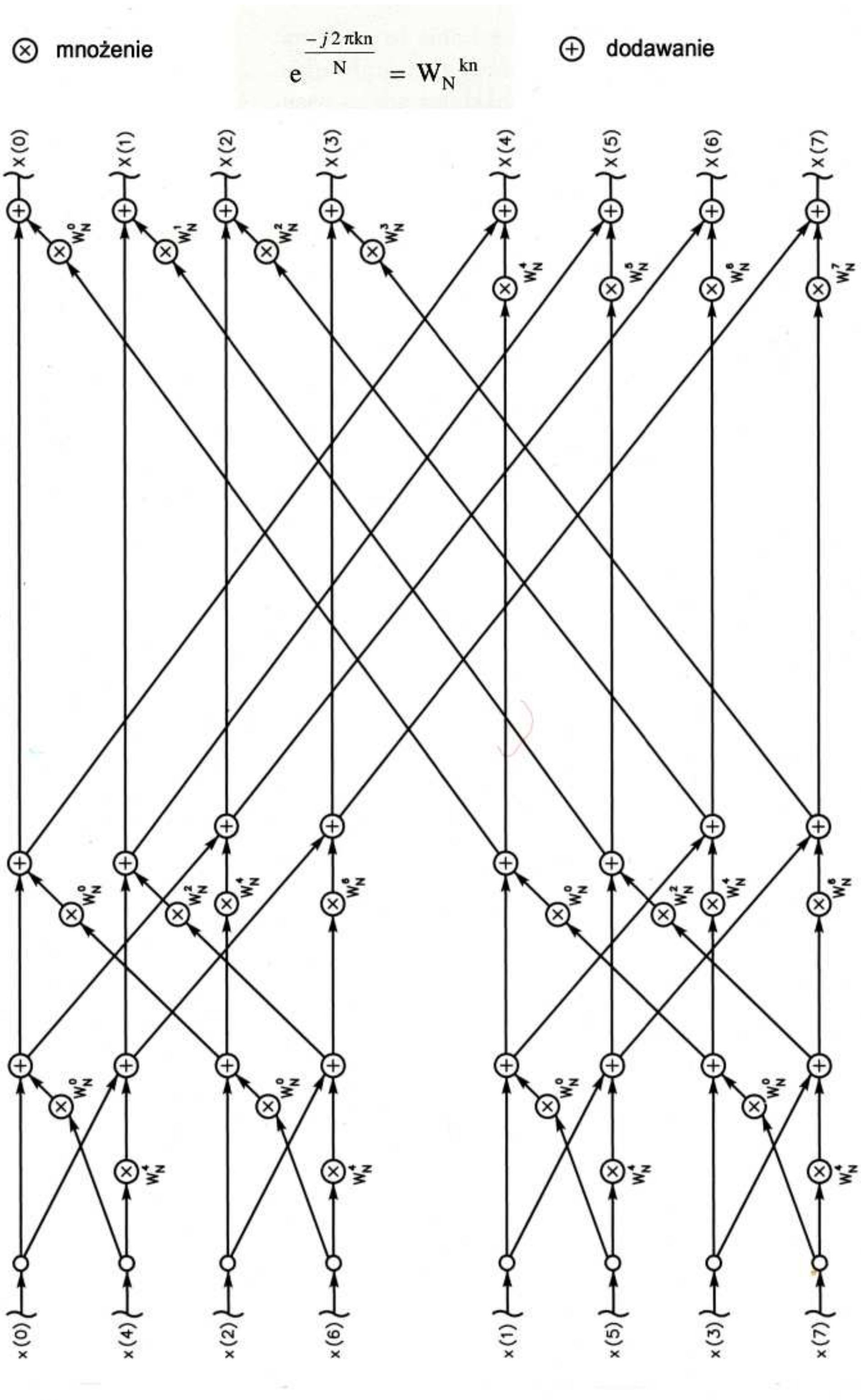
N	4	8	16	32	64	128
$2N^2$	32	128	512	2048	8192	32768
$2N\log_2 N$	16	48	128	320	768	1792

5.1. Algorytm motylkowy

Poniższy krótki opis ma na celu jedynie orientacyjne przybliżenie zasady pracy algorytmu motylkowego FFT przez zobrazowanie przebiegów danych i kolejności wykonywanych na nich i na obliczonych wynikach pośrednich operacji matematycznych (mnożenia i dodawania liczb zespolonych).
Na ilustracji 5.6 przedstawiony jest ciąg operacji i kierunki przepływu danych dla przykładowych ośmiu próbek wejściowych x(0) – x(7) i ośmiu otrzymanych składowych częstotliwościowych X(0(– X(7). Jest to tylko jeden z możliwych wariantów algorytmu.
Dla wyobrażenia sobie obliczeń transformaty odwrotnej wystarczy zamienić w myśli wejścia i wyjścia (danymi wejściowymi będą wówczas X(0) – X(7)) i kierunki strzałek przepływu danych.
Krzyżujace się ze sobą kierunki przepływu danych (użycia ich w następnych obliczeniach) przypominają stylizowany obraz skrzydeł motyla i stąd też pochodzi nazwa algorytmu.
W sytuacjach rzeczywistych liczba próbek N jest oczywiście większa od tych przykładowych ośmiu.
Współczynniki W_N^{kn} używane w algorytmie są obliczane wg następującego wzoru:

$$e^{\frac{-j2\pi kn}{N}} = W_N^{kn}$$

Za każdą z operacji mnożenia liczb zespolonych kryją się w rzeczywistości cztery operacje mnożenia i dwie dodawania na ich składnikach. Rzeczywiste obciążenie procesora jest więc większe, aniżeli mogłoby się wydawać na pierwszy rzut oka, zwłaszcza przy dużej liczbie próbek, ale i tak niższe aniżeli dla algorytmów nie zoptymalizowanych.



Rys. 5.6. Operacja motylkowa dla N = 8. Dane wejściowe są podzielone na dwie grupy – próbek o numerach (indeksach) parzystych i nieparzystych. U góry podane są objaśnienia symboli i współczynników

5.2. Trochę matematyki

Dla osób zainteresowanych stroną matematyczną podajemy poniżej kilka podstawowych zależności w postaci możliwie prostej i bez żadnych wyprowadzeń. Osoby nie zainteresowane tak dokładnie stroną matematyczną mogą bez obaw pominąć ten fragment.

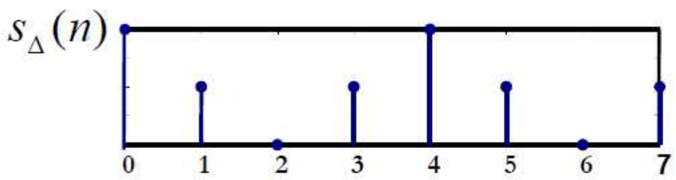
5.2.1. Dyskretna transformata Fouriera

Widmo sygnału analogowego oblicza się ze wzoru

$$\hat{s}_a(f) = \int_0^T s_a(t) e^{-2\pi j f t} dt$$

gdzie *T* jest czasem trwania sygnału.
Wprowadzamy podział na wartości dyskretne

$$s_\Delta(n) = s_a(n\Delta t)$$



gdzie *N* jest ilością próbek, n = 0, 1, ..., N-1, a przedział Δt = T/(N-1)
Wartość całki oznaczonej jest przybliżana przez sumę

$$\hat{s}_a(f) \approx \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} s_\Delta(n)\, e^{-2\pi j f n \Delta t}$$

Dyskretne widmo wyznaczane jest w punktach

$$f_k = k\,\Delta f$$

przy czym

$$\Delta f = \frac{1}{N\,\Delta t} = \frac{1}{T + \Delta t}$$

Obliczając przybliżone wartości widma analogowego

$$\hat{s}_a(f) \approx \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} s_\Delta(n)\, e^{-2\pi j f n \Delta t}$$

dla punktów

$$f_k = k\,\Delta f = \frac{k}{N\Delta t}$$

otrzymuje się

$$\hat{s}_a(f_k) \approx \hat{s}_\Delta(k) = \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} s_\Delta(n)\, e^{-j\frac{2\pi}{N}kn}$$

Wprowadzając oznaczenie

$$w = e^{-j\frac{2\pi}{N}} = \cos(2\pi / N) - j\sin(2\pi / N)$$

otrzymujemy następujący zapis wartości widma dyskretnego

$$\hat{s}_{\Delta}(k) = \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} s_{\Delta}(n)\, w^{kn}$$

5.2.2. Odwrotna dyskretna transformata Fouriera

Sygnał analogowy jest odtwarzany z widma ciągłego za pomocą transformaty odwrotnej

$$s_a(t) = \int_{-f_m}^{f_m} \hat{s}_a(f) e^{2\pi j f t} df$$

Aproksymując wartość całki za pomocą sumy otrzymuje się

$$s_{\Delta}(n) = \Delta f \sum_{k} \hat{s}_{\Delta}(k)\, w^{-kn}$$

gdzie

$$w = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$$

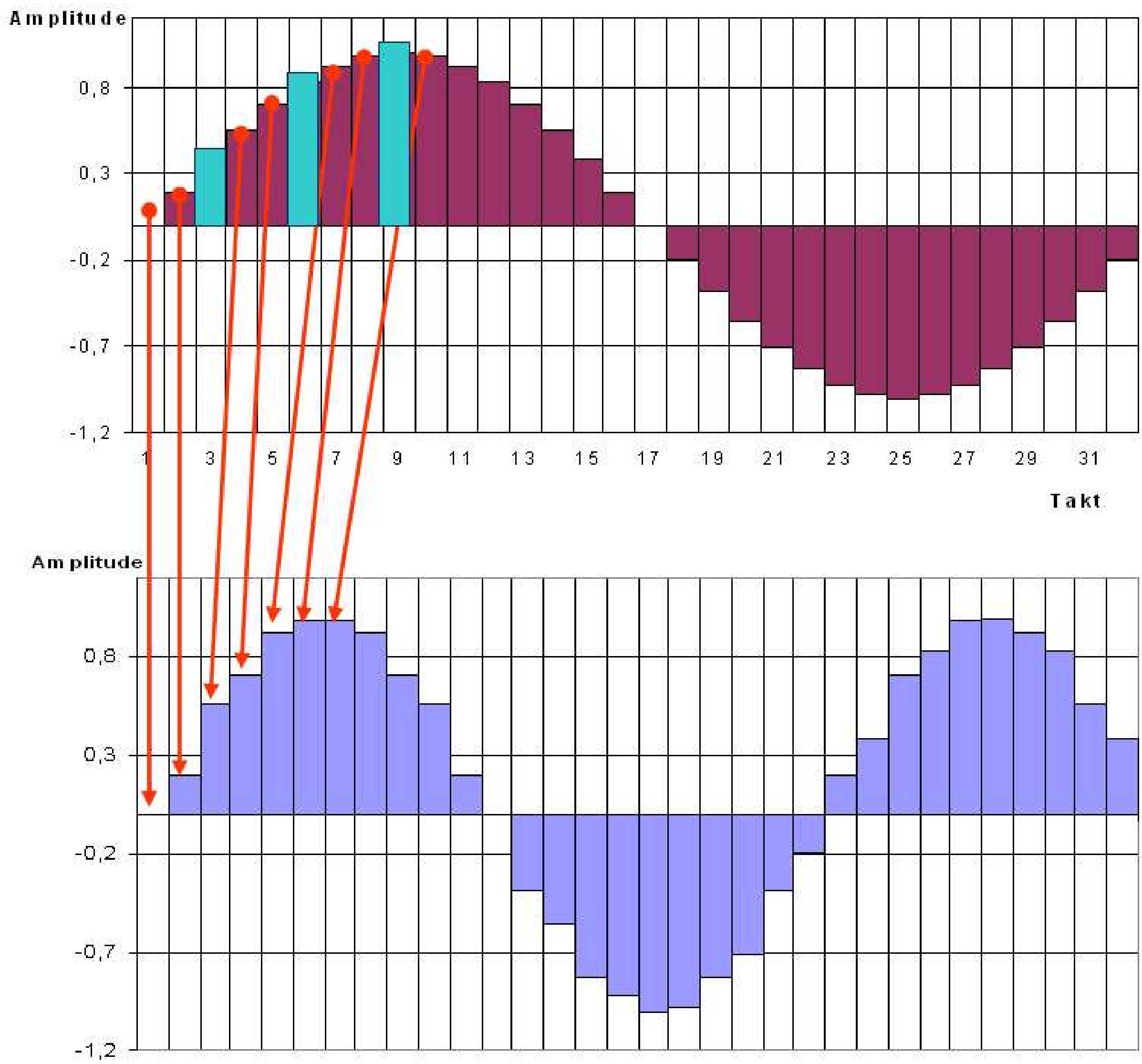
6. Cyfrowa synteza częstotliwości

Synteza częstotliwości polega na wykorzystaniu generatorów sterowanych kwarcowo i ewentualnych generatorów pomocniczych (XO, VCO itp.) w celu wygenerowania przebiegów sinusoidalnych sygnałów zegarowych lub sygnałów o innych kształtach o programowanej częstotliwości i stabilności kwarcowej lub lepszej. Syntezery częstotliwości znajdują szerokie zastosowanie w radiokomunikacji, technice pomiarowej, medycznej, w nawigacji itp. Do najważniejszych problemów należą tutaj zapewnienie wymaganej stabilności częstotliwości i odpowiednio niskiego poziomu szumów fazowych.
Jakość generowanego sygnału zależy w istotny sposób od parametrów przetwornika cyfrowo-analogowego i wyjściowego filtru dolnoprzepustowego. Zaletami są w pełni cyfrowa konstrukcja zapewniająca niezależność od wpływów czasu, zmian napięcia zasilania i zmian temperatury, duża rozdzielczość częstotliwości (rzędu mHz lub µHz) oraz możliwość utrzymania ciągłości fazy przy modulacji częstotliwości lub fazy. Łatwość synchronizacji syntezerów pracujących równolegle, ale np. ze stałym przesunięciem fazy.
Bezpośrednia cyfrowa synteza częstotliwości rozpowszechniła się w radiotechnice i elektronice już od końca XX wieku. Brak sprzężenia zwrotnego występującego w pętlach synchronizacji fazy (PLL) oznacza wyeliminowanie przyczyn potencjalnej niestabilności. Dodatkową zaletą tego rozwiązania jest prostota układowa. Kształt otrzymanej krzywej odbiega w przypadku ogólnym od sinusoidy co oznacza konieczność starannej filtracji sygnału wyjściowego. Dodatkowo występują w nim szumy fazowe.

6.1. Generacja fali sinusoidalnej

Bezpośrednia cyfrowa synteza sygnałów m.cz. lub w.cz. polega na cyklicznym odczytywaniu próbek sygnału (najczęściej jest to sinusoida) z pamięci stałej. Do jej adresowania służy specjalny licznik adresowy zwany również licznikiem fazy lub akumulatorem fazy. Same próbki nie ulegają żadnym zmianom i dlatego mogą być zapisane w pamięci stałej syntezera.
Odczytane z pamięci wartości próbek (u góry na rys. 6.1) podawane są na przetwornik cyfrowo-analogowy, na którego wyjściu otrzymuje się schodkowe przybliżenie sygnału wyjściowego (na rys. 6.1 u dołu). Dla uzyskania dostatecznie czystego sinusoidalnego sygnału wyjściowego konieczne jest odfiltrowanie go za pomocą filtru dolnoprzepustowego.
Próbki odczytywane są z ustaloną częstotliwością zegarową – taktem. W najprostszym przypadku gdy stan licznika fazy zmienia się w każdym cyklu zegarowym o 1 na wyjściu syntezera otrzymujemy sinusoidę złożoną z pełnej liczby próbek i częstotliwości równej częstotliwości zegarowej podzielonej przez liczbę próbek. W przykładzie z rys. 6.1 dla zawartych w pamięci 32 próbek przy częstotliwości zegarowej 32 kHz na wyjściu otrzymywany jest sygnał sinusoidalny o częstotliwości 1 kHz. Ten sygnał można nazwać sygnałem naturalnym lub sygnałem symetrii dla danego syntezera i danej częstotliwości zegarowej. Dla otrzymania sygnałów o wyższych częstotliwościach konieczne jest opuszczanie – pomijanie w odczycie – pewnych próbek, a dla otrzymania sygnałów o częstotliwościach niższych powtarzanie w odczycie niektórych z nich. Sytuacja nie jest jednak taka prosta jak mogłoby się wydawać na pierwszy rzut oka. Odczyt co drugiej albo co trzeciej próbki da wprawdzie przebieg stosunkowo ładny i symetryczny (dla dużej liczby próbek wyjściowych) ale skok częstotliwości będzie duży. Na wyjściu otrzymanoby częstotliwości dwu- lub trzykrotnie większe itd.
Przy opuszczaniu 1/3 próbek (jednej na trzy jak na rysunku) uzyskuje się częstotliwość półtora raza większą. Opuszczenie jednej próbki na 1000 dawałoby wzrost częstotliwości o 1/1000 i w ten sposób zbliżamy się już do zasady pracy rzeczywistego syntezera. Opuszczanie lub powtarzanie próbek w tak dużych lub jeszcze większych stosunkach najłatwiej zrealizować gdy licznik fazy zmienia swoją wartość o ułamki adresu pamięci próbek (skok fazy jest ułamkowy). Przykładowo gdy stan licznika (akumulatora) będzie się zmieniał o 1,001 to po tysiącu kroków jego stan przeskoczy o dwa adresy i w odczycie zostanie pominięta jedna próbka. Dla skoków fazy 1,002 próbka zostanie pominięta co 500 kroków, dla zmian o 0,999 co 1000 kroków jedna z próbek zostanie odczytana dwukrotnie (powtórzona), a dla zmian stanu licznika o 0,998 – dwukrotny odczyt wystąpi co 500 kroków. Licznik pracuje jak widzimy na ułamkach ale do adresowania pamięci używane są wyłącznie części całkowite, a części ułamkowe są ignorowane. Ponieważ próbki są odczytywane z pamięci cyklicznie (po dojściu do ostatniej licznik wraca do stanu zerowego) ten cykl opuszczania lub powtarzania próbek może być

znacznie dłuższy od długości tabeli, ale może też być od niej krótszy w zależności od generowanej częstotliwości. Nie musi on być też w żaden sposób zsynchronizowany z cyklem odczytu tabeli.



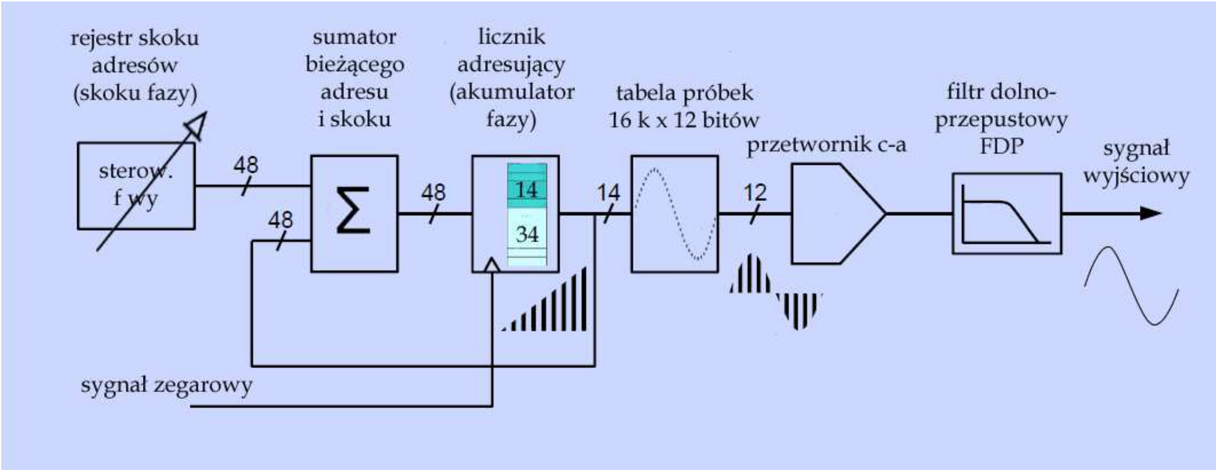
Rys. 6.1. Zasada bezpośredniej cyfrowej syntezy częstotliwości

Przykładowo dla tabeli o długości 256 próbek przy opuszczaniu co tysięcznej sytuacja taka wystapi dopiero w czwartym cyklu odczytu tabeli. W pierwszych trzech odczytywana byłaby cała jej zawartość. Oczywiście w rzeczywistych rozwiązaniach licznik pracuje dwójkowo i ma długość wyrażaną w bitach o wiele z nich dłuższą od części (górnej) używanej do adresowania. Przykładowo z 48 bitów do adresowania wykorzystywanych jest górnych 14, a pozostałych 34 niższe stanowi tą umowną część ułamkową adresu. Długości liczników i ich podział na części różnią się dla poszczególnych realizacji syntezerów.

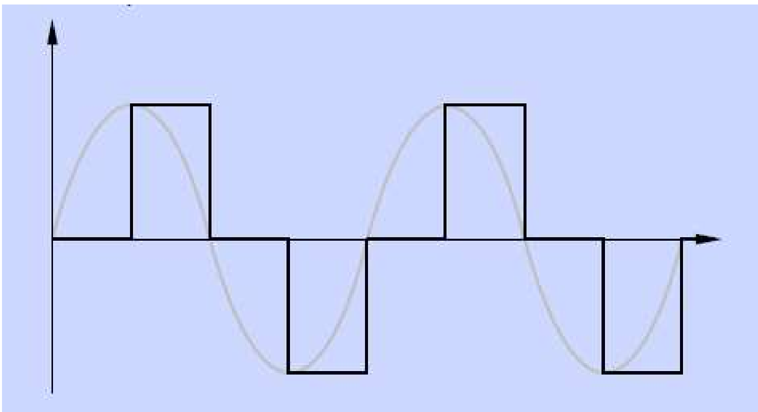
Sygnał wyjściowy ma przebieg nierównomierny – w pewnych momentach występują skoki amplitudy powodujące zwiększenie jego odchyłki od poprawnej sinusoidy. To oraz jego schodkowy charakter spowodowany dyskretnym, a nie ciągłym wydawaniem wartości powodują konieczność filtrowania go za pomocą mniej lub bardziej (a przeważnie bardziej) rozbudowanych filtrów dolnoprzepustowych.

Teoretycznie z zasady próbkowania Nyquista wynika,że najwyższa częstotliwość wyjściowa jest równa połowie częstotliwości zegarowej syntezera. W praktyce użyteczne wartości dochodzą do około jej 40%. Zasadniczo rozdzielczość amplitudy powinna być o 2 lub więcej bitów większa od rozdzielczości fazy i dla podanego dalej rozwiązania powinna wynosić co najmniej 10 bitów – jednak w przykładach dydaktycznych dla „Arduino“ (tom 20 serii) w procesorze 8-bitowym przyjęto obie rozdzielczości wynoszące po 8 bitów – po 256 wartości. Dla uzyskania wysokich częstotliwości stosuje się specjalne

scalone układy cyfrowych syntezerów pracujące z częstotliwościami zegarowymi od kilkudziesięciu do kilkuset MHz. Zawierają one oczywiście pamięci próbek o większej pojemności i długości słowa aniżeli w powyższym przykładzie.



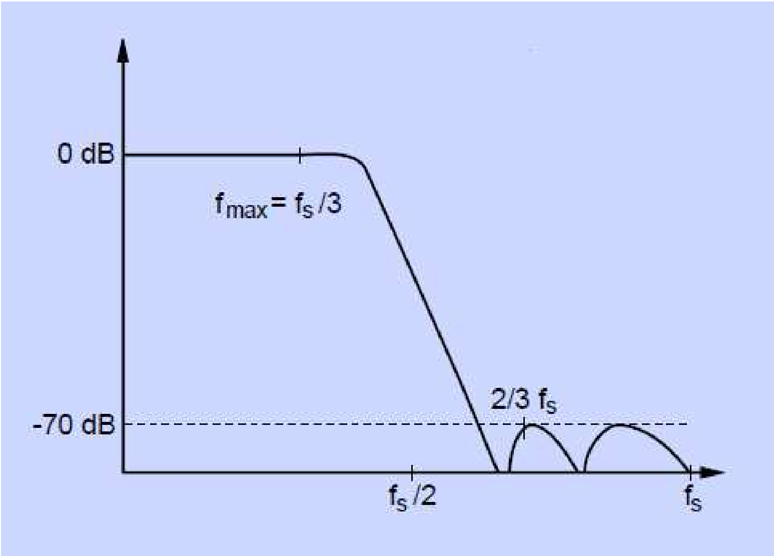
Rys. 6.2. Schemat blokowy syntezera cyfrowego. 14 najwyższych bitów licznika 48-bitowego służy do adresowania tabeli próbek, a pozostałe 34 stanowi część ułamkową adresu. Wartość zapisana w rejestrze skoków jest każdorazowo dodawana do zawartości licznika adresów czyli fazy. Rozdzielczość częstotliwości wynosi 2^{47}, czyli w przybliżeniu 10^{14}, co dla częstotliwości wyjściowej 10 MHz daje skok mniejszy od 1 µH. Tabela może zawierać próbki przebiegów o innych kształtach. Typowym zakresem częstotliwości zegarowych jest obecnie 25 – 1000 MHz



Rys. 6.3. Schodkowe przybliżenie przebiegu wyjściowego syntezera oznacza, że jest on bogaty w harmoniczne i wymaga starannej filtracji

Ograniczona rozdzielczość akumulatora fazy powoduje powstawanie odchyłek fazowych objawiających się w postaci szumu kwantyzacji, albo mówiąc inaczej szumów fazowych zawartych w generowanym sygnale. Szum ten różni się od szumów powstających w układach synchronizacji fazy (PLL) i jego widmo zawiera mniejszą lub większą liczbę dyskretnych prążków.
Ograniczona rozdzielczość tabeli wartości powoduje także powstawanie w większości momentów odchyłek amplitudy, czyli szumu kwantyzacji amplitudy. Identycznie jak w przypadku szumów fazowych cykliczna powtarzalność sytuacji (występujących odchyłek) powoduje, że widmo szumu składa się z dyskretnych prążków. Ich położenie zależy od częstotliwości próbkowania, rozdzielczości bitowej oraz od konkretnie generowanej częstotliwości. Ta ostatnia zależność jest związana z cyklicznym opuszczaniem lub powtarzaniem próbek składających się na sygnał wyjściowy.
Maksymalny poziom szumów fazowych syntezera w odniesieniu do poziomu nośnej można obliczyć z przybliżonego wzoru
$S_{PM} = -(6{,}02p + 5{,}17)$ [dBc], gdzie *p* jest rozdzielczością bitową akumulatora fazy.

Dla obliczenia maksymalnej wartości poziomu szumów amplitudowych w stosunku do poziomu nośnej stosowany jest wzór
$S_{AM} = - (6{,}02a + 1{,}75)$ [dBc], gdzie *a* jest rozdzielczością bitową amplitudy w tabeli próbek.
Poziom szumów fazowych ulega obniżeniu w przypadku użycia licznika fazy o długości większej niż niezbędna do adresowania tabeli. W syntezerach sygnałów w.cz. typowymi wartościami są 32 bity długości całkowitej przy 20 bitach używanych do adresowania tabeli. Dłuższa część ułamkowa adresu oznacza także zwiększenie rozdzielczości częstotliwościowej syntezera. Dwudziestobitowa długość adresu oznacza, że tabela zawiera 2^{20} czyli 1048576 próbek czyli 1 MB lub w przypadku większej rozdzielczości amplitudowej kilka MB.
Minimalny krok częstotliwości (rozdzielczość częstotliwościową) oblicza się ze wzoru
$\Delta f = f_{zegar} / 2^p$
gdzie f_{zegar} jest częstotliwością zegarową, a *p* – całkowitą długością akumulatora fazy. Rozdzielczość ma stałą wartość w całym zakresie pracy syntezera. Przykładowo dla 32-bitowego akumulatora i częstotliwości zegarowej 10 MHz wynosi ona 2,3 mHz (miliherca).
Przetwornik cyfrowo-analogowy musi pracować synchronicznie co oznacza, że wszystkie bity na jego wejściach muszą ulec zmianie w tym samym czasie. W przeciwnym wypadku zbyt duża część energii sygnału wyjściowego jest zawarta w – niepożądanych – stanach przejściowych. W miarę wzrostu częstotliwości próbkowania udział stanów przejściowych w sygnale całkowitym rośnie i trudniej jest zapewnić synchronizm pracy przetwornika.
Nieliniowości przetwornika cyfrowo-analogowego powodują powstawanie składowych harmonicznych sygnału wyjściowego i produktów ich mieszania, z których część zawarta jest paśmie sygnału wyjściowego, a tylko część daje się stosunkowo łatwo odfiltrować. Dynamika przetwornika jest ograniczona przez poziom szumów kwantyzacji. Typowe rozdzielczości bitowe przetworników cyfrowo-analogowych leżą w zakresie 10 – 16 bitów.



Rys. 6.4. Typowa charakterystyka wyjściowego filtru eliptycznego (filtru Cauera). Często stosowane są też filtry Bessela zapewniające liniową charakterystykę fazową, istotną zwłaszcza dla przebiegów niesinusoidalnych, fs jest częstotliwością próbkowania

Przestrajanie częstotliwości syntezera polega na wprowadzeniu odpowiedniej wartości skoku do rejestru skoków fazy. Zmiana częstotliwości generowanego sygnału nie następuje jednak natychmiast, a po czasie zależnym od stosunku podziału licznika adresowego na część adresującą i ułamkową. Dla rejestru o długości *m* bitów i części adresującej *o* bitów zmiana wartości najniższego bitu wymaga 2^{m-o} cykli zegarowych zanim nie spowoduje to zmiany w części adresującej licznika. Przykładowo dla licznika 32-bitowego o 12-bitowej części adresującej zmiana wartości najniższego bitu przeniesie się do adresu po 2^{20} cykli zegarowych. Oprócz tego czasu wynikającego z samej zasady działania syntezera do czasu przełączenia częstotliwości dochodzą czasy reakcji obwodów cyfrowych (sumowania, zmiany stany licznika, odczytu pamięci, zmiany stanu wyjścia przetwornika cyfrowo-analogowego) i czas

trwania stanów przejściowych filtru dolnoprzepustowego. Przeważnie dane sterujące częstotliwością wyjściową są transmitowane szeregowo, a czas ich transmisji oznacza dodatkowe opóźnienie.
Przy zmianie częstotliwości wyjściowej, a także przy jej kluczowaniu zostaje zachowana ciągłość fazy. Niektóre typy syntezerów cyfrowych posiadają dodatkowy rejestr dla kluczowania lub modulacji fazy, którego zawartość jest dodawana do górnej (adresującej) części licznika albo podwójne rejestry częstotliwości dla jej szybkiego kluczowania.
W niektórych zastosowaniach synteza jest realizowana programowo, a sam sygnał w postaci cyfrowej jest wykorzystywany w dalszej obróbce cyfrowej. W zależności od możliwości procesora sygnałowego długości akumulatora fazy i pojemności tabel próbek są ograniczone w porównaniu z syntezerami układowymi. Jedną z możliwości ograniczenia pojemności tabel jest (dla przebiegów sinusoidalnych) wykorzystanie symetrii przebiegu. Pozwala to na ograniczenie zawartości tabeli do jednej czwartej okresu. Powoduje to wprawdzie niewielki wzrost obciążenia obliczeniowego, ale nie nie wnosi żadnych dodatkowych zniekształceń sygnału. Skorzystanie z interpolacji (wprowadzania pseudopróbek pomiędzy próbkami rzeczywistymi) pozwala na dalsze zmniejszenie rozmiarów tablicy próbek, ale odbywa się to kosztem przedłużenia czasu trwania obliczeń.
Wartości przebiegów sinusoidalnych i kosinusoidalnych można także obliczać korzystając z szeregów McLaurina co całkowicie eliminuje konieczność korzystania z tabeli. Szeregi potęgowe McLaurina są teoretycznie szeregami nieskończonymi, szybko jednak dążącymi (zbieżnymi) do wartości granicznej. W praktyce dla obliczenia wartości przebiegu sinusoidalnego lub kosinusoidalnego wystarczy tylko kilka pierwszych wyrazów szeregu, a niewielki błąd równy jest wartości pozostałych opuszczonych wyrazów (reszcie szeregu). Dla przebiegu sinusoidalnego użycie tylko pierwszych czterech wyrazów daje dla kąta π/2 błąd na poziomie -82 dBc. Dla przebiegu kosinusoidalnego wystarcza skorzystanie z pierwszych pięciu wyrazów dla uzyskania podobnego rezultatu. Warto jednak zauważyć, że pierwszy wyraz ma wartość 1, co nie wymaga żadnych dodatkowych obliczeń.

$$\sin x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n+1}}{(2n+1)!} = x - \frac{x^3}{3!} + \frac{x^5}{5!} - \frac{x^7}{7!} + \dots$$
$$\cos x = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(-1)^n x^{2n}}{(2n)!} = 1 - \frac{x^2}{2!} + \frac{x^4}{4!} - \frac{x^6}{6!} + \dots$$

Rys. 6.5. Rozwinięcie funkcji sin x i cos x na szeregi McLaurina

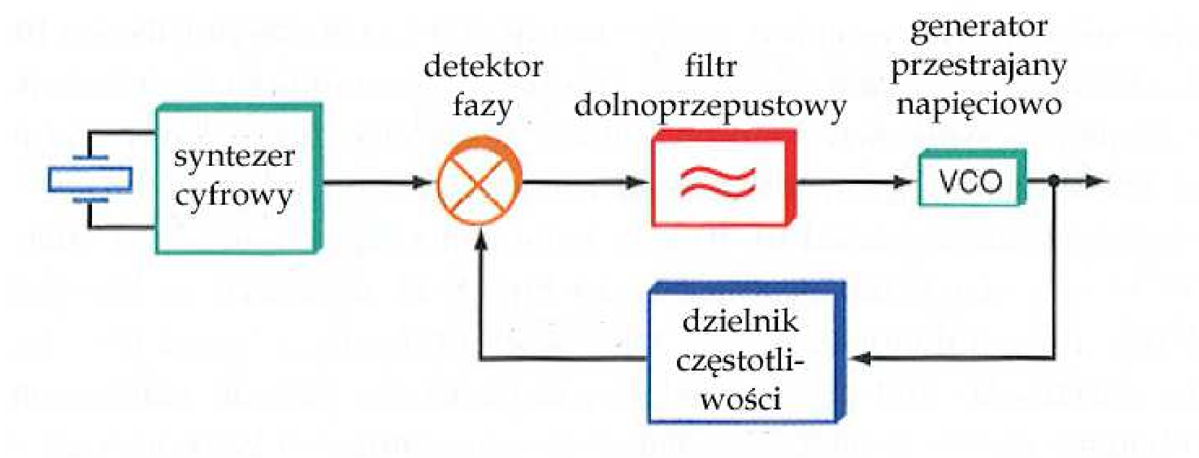
6.2. Generacja fali prostokatnej

Zastąpienie fali sinusoidalnej w heterodynach i generatorach BFO przez prostokatną zwiększa sprawność przemiany ponieważ fala prostokątna zawiera składową podstawową o większej amplitudzie (patrz rys. 5.3). Wydawać by się mogło, że cyfrowa synteza fali prostokątnej powinna być sprawą nawet łatwiejszą od generacji sygnałów sinusoidalnych. W rzeczywistości jeśli częstotliwość próbkowania nie jest parzystą harmoniczną częstotliwości wyjściowej jedna z połówek fali prostokątnej zawiera o jedną próbkę mniej niż druga i sytuacja ta może zmieniać się na przeciwną w następnych cyklach.
Współczynnik wypełnienia fali prostokątnej jest wówczas różny od 50%, i to właśnie różny o długość tej jednej próbki. Występuje wówczas fluktuacja położenia zboczy impulsu czyli fluktuacja fazy (ang. *jitter*). Jej wpływ rośnie w miarę zwiększania częstotliwości wyjściowej ponieważ fala i jej połówki zawierają mniejszą liczbę próbek. Zjawisku temu zapobiega się stosując zawsze parzystą zależność harmoniczną co zapewnia synchroniczność zboczy fali prostokątenej z sygnałem zegarowym ale jednocześnie oznacza ograniczenie rozdzielczości częstotliwościowej.
Do generacji fali prostokątnej można też użyć syntezera dostarczającego fali sinusoidalnej, która zostanie następnie przetworzona na prostokątną przy użyciu komparatora albo bramki logicznej z włączonym na wyjściu filtrem dolnoprzepustowym. Filtr usuwa niepożądane składowe wynikające z modulacji amplitudy sygnału syntezera. Do filtracji można też użyć pętli synchronizacji fazowej (PLL).

Cyfrowe syntezery częstotliwości mogą dostarczać przebiegów o innych dowolnych i bardziej skomplikowanych kształtach. Na wyjściu stosowane są filtry dolnoprzepustowe Bessela zapewniające liniową charakterystykę fazową. Niektóre z produkowanych fabrycznie syntezerów zawierają również układy modulatorów AM i innych rodzajów modulacji i kluczowania.

6.3. Układy syntezy pośredniej

W szczenięcych latach bezpośredniej syntezy cyfrowej sygnały wyjściowe syntezerów zawierały znacznie wyższy niż konstrukcjach obecnych poziom składowych niepożądanych. Dlatego też do ich filtracji korzystano z pętli synchronizacji fazy. Sygnał wyjściowy z syntezera cyfrowego służył jako sygnał odniesienia dla pętli PLL. Pętle synchronizacji fazy usuwały (odfiltrowywały) wszystkie składowe niepożądane leżące poza zakresem przenoszenia filtru pętli, a ich przestrajanie odbywało się w tym przypadku nie przez zmianę stosunku podziału częstotliwości w pętli, a właśnie przez zmianę częstotliwości odniesienia. Niestety jednak składowe niepożądane zawarte w sygnale syntezera cyfrowego, których częstotliwości leżały w paśmie przenoszenia pętli ulegały wzmocnieniu w stopniu równym stosunkowu częstotliwości VFO pętli do częstotliwości odniesienia. Rozwiązania hybrydowe tego rodzaju spotyka się w niektórych konstrukcjach radiostacji amatorskich.



Rys. 6.6. Schemat blokowy syntezera pośredniego. Dzielnik częstotliwości jest potrzebny tylko wtedy gdy częstotliwość wyjściowa ma być wielokrotną częstotliwości sterującej z syntezera cyfrowego

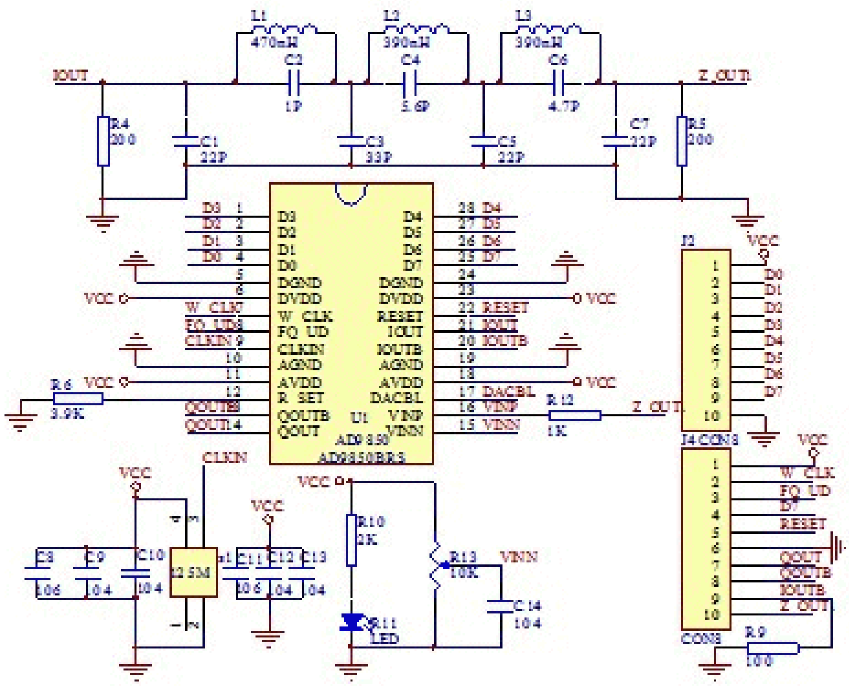
Tabela 6.1. Parametry niektórych scalonych syntezerów cyfrowych

Typ	**Częstotliwość zegarowa [MHz]**	**Rozdzielczość przetwornika A-C [bit]**	**Złącze sterujące**
AD9833	25	10	szeregowe
AD9834	50	10	szeregowe
AD9850	125	10	szer./równ.
AD9851	180	10	szer./równ.
AD9852	300	12	szer./równ.
AD9854	300	12	szer./równ.
AD9857	200	14	szeregowe
AD9858	1000	10	szer./równ.
AD9914	3500	12	szer./równ.
AD9915	2500	12	szer./równ.

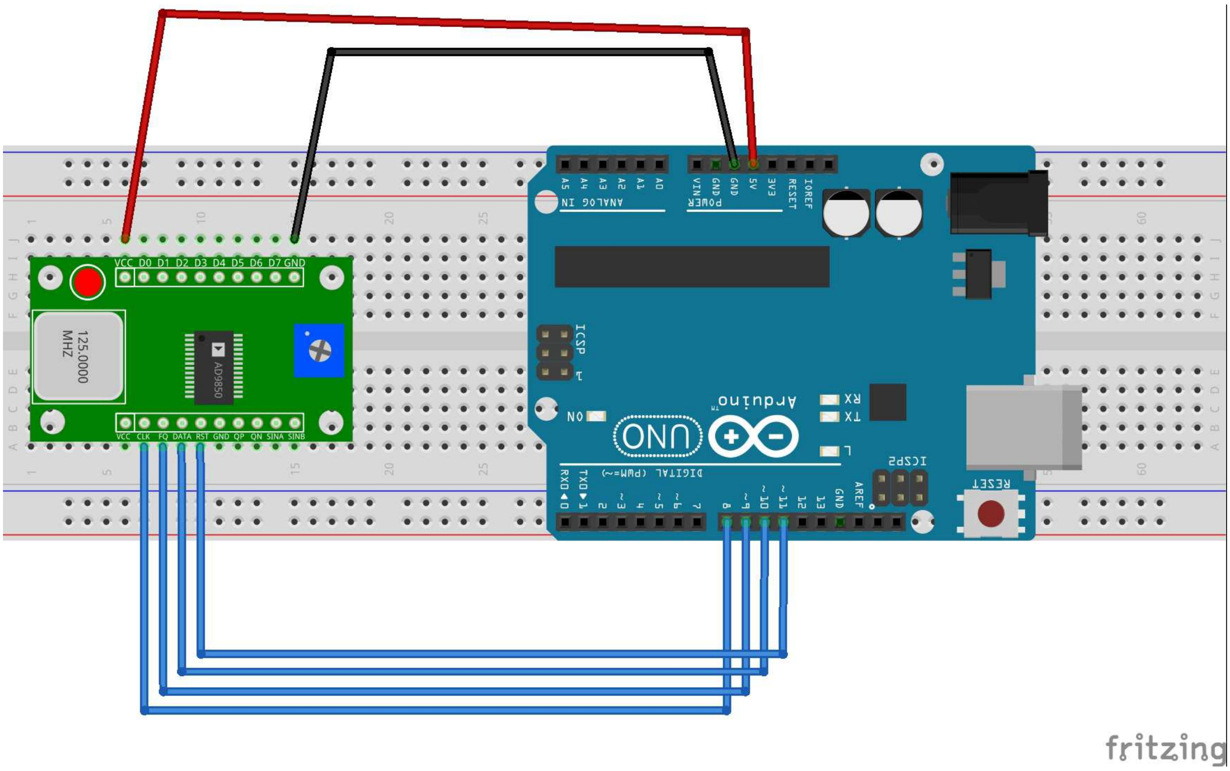
<u>Uwagi:</u>
Maksymalna użyteczna częstotliwość wyjściowa wynosi w przybliżeniu 40% częstotliwośco zegarowej



Fot. 6.7. Chiński moduł syntezera na AD9850. W góry widoczne są kontakty równoległego złącza sterującego, a u dołu wyjścia fal sinusoidalnej i prostokątnej. Generator częstotliwości zegarowej znajduje się po lewej stronie. Do sterowania modułu można użyć „Arduino”



Rys. 6.8. Schemat ideowy płytki syntezera cyfrowego na AD9850. Użyteczny zakres częstotliwości: 0 – 40 MHz



Rys. 6.9. Sterowanie modułu AD9850 przez Arduino

Tabela 6.2. Przykładowy prosty program sterujący

```
--------------------------------------------------------------------------------------------------------------
/*
* A simple single freq AD9850 Arduino test script
* Original AD9851 DDS sketch by Andrew Smallbone at www.rocketnumbernine.com
* Modified for testing the inexpensive AD9850 ebay DDS modules
* Pictures and pinouts at nr8o.dhlpilotcentral.com
* 9850 datasheet at http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9850.pdf
* Use freely
*/
#define W_CLK 8       // kontakt 8 – podłączony do modułu AD9850 do nóżki CLK
#define FQ_UD 9       // kontakt 9 – podłączony do nóżki sygnalizującej zmianę częstotliwości FQ
#define DATA 10       // kontakt 10 – podłączony do szeregowego wejścia danych DATA
#define RESET 11      // kontakt 11 – podłączony do wejścia zerującego (RST).

#define pulseHigh(pin) {digitalWrite(pin, HIGH); digitalWrite(pin, LOW); }

// kolejna transmisja bitów do AD9850 na przewodzie DATA, począwszy od najmłodszego
void tfr_byte(byte data)
{
 for (int i=0; i<8; i++, data>>=1) {
   digitalWrite(DATA, data & 0x01);
   pulseHigh(W_CLK);   //po każdym nadanym bicie wysoki poziom na przewodzie CLK
 }
}

// częstotliwość obliczona wg dokumentacji = <sys clock> * <frequency tuning word>/2^32
void sendFrequency(double frequency) {
 int32_t freq = frequency * 4294967295/125000000;  // zegar 125 MHz dla AD9850
 for (int b=0; b<4; b++, freq>>=8) {
   tfr_byte(freq & 0xFF);
 }
 tfr_byte(0x000);   // bajt końcowy, wszystkie bity 0 dla 9850
 pulseHigh(FQ_UD);  // koniec
}

void setup() {
// konfiguracja wyjść Arduino
 pinMode(FQ_UD, OUTPUT);
 pinMode(W_CLK, OUTPUT);
 pinMode(DATA, OUTPUT);
 pinMode(RESET, OUTPUT);

 pulseHigh(RESET);
 pulseHigh(W_CLK);
 pulseHigh(FQ_UD);  // impuls przełączający na transmisję szeregową – str. 12, rys. 10 w dokumentacji
}

void loop() {
 sendFrequency(10.e6);  // częstotliwość
 while(1);
}
--------------------------------------------------------------------------------------------------------------
```

7. Eliminacja zakłóceń

Technika cyfrowej obróbki sygnałów jest wykorzystywana także w celu eliminowania sygnałów zakłócających i szumów. W większości przypadków podstawowym kryterium jest odróżnianie sygnałów okresowych od nieokresowych. Sygnałami o charakterze okresowym są sygnały nośnej kluczowanej albo modulowanej lub też nie. Szumy, sygnały mowy itp. mają natomiast charakter nieokresowy lub do niego zbliżony. W zależności od konkretnej sytuacji sygnałem pożądanym może być sygnał okresowy lub też nie, a niepożądanym wówczas drugi z nich. W przypadku odbioru telegrafii, PSK31, RTTY albo albo emisji cyfrowych sygnał pożądany ma charakter okresowy, a ewentualne zakłócające go szumy – nieokresowy. Sytuacja przeciwna panuje przykładowo gdy odbiór sygnału mowy jest zakłócany przez nośne albo emisje telegraficzne innych stacji.

7.1. Filtry z automatyczną adaptacją

Sygnały przenoszące informację są w pewnym stopniu koherentne i w ten sposób odróżniają się od sygnałów o charakterze przypadkowym, takich jak szumy. Adaptacyjne systemy eliminacji szumów (poprawy stosunku sygnału do szumu) opierają się na statystycznych właściwościach sygnałów, a w szczególności na podobieństwie bieżących próbek (fragmentów) sygnału do poprzednich – czyli na ich autokorelacji. Parametry filtrów-eliminatorów są automatycznie dopasowywane tak, aby najpierw uzyskać pożądane efekty możliwie szybko, a następnie minimalizować odchyłki od stanu optymalnego. Jako miarę odchyłki od optimum stosuje się algorytm minimalnego błędu średniokwadratowego. Analogicznie możliwe jest eliminowanie sygnałów powodujących interferencje przy użyciu filtrów adaptacyjnych zaporowych.
Analiza właściwości sygnałów w celu odróżnienia pożądanych od niepożądanych wymaga korzystania z ciągu zapamiętanych próbek, a więc wyniki otrzymuje się z pewnym opóźnieniem.

7.2. Filtracja przez transformację Fouriera

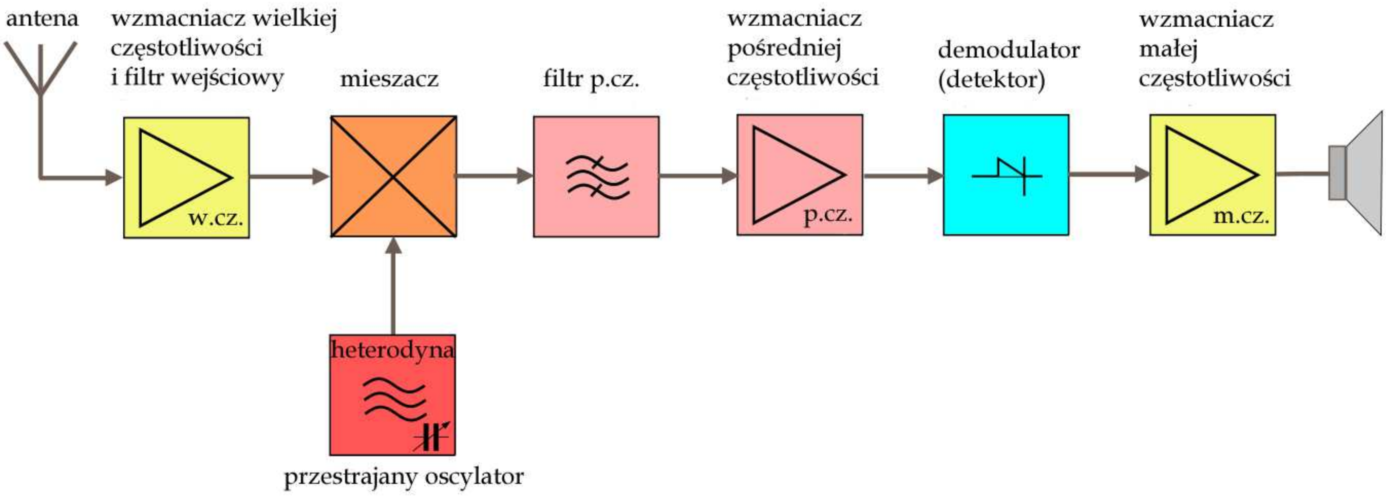
Eliminację szumów uzyskuje się w tym przypadku zarówno przez zwiększenie rozdzielczości częstotliwościowej, ponieważ czym węższe okno częstotliwościowe tym mniej zawiera mocy szumów, jak i przez wyznaczenie progu, poniżej którego składowe są zerowane. Dobór wartości progowej wymaga starannej analizy, tak aby nie spowodować usunięcia słabszych składowych sygnału użytecznego.

7.3. Cyfrowa transmisja głosu

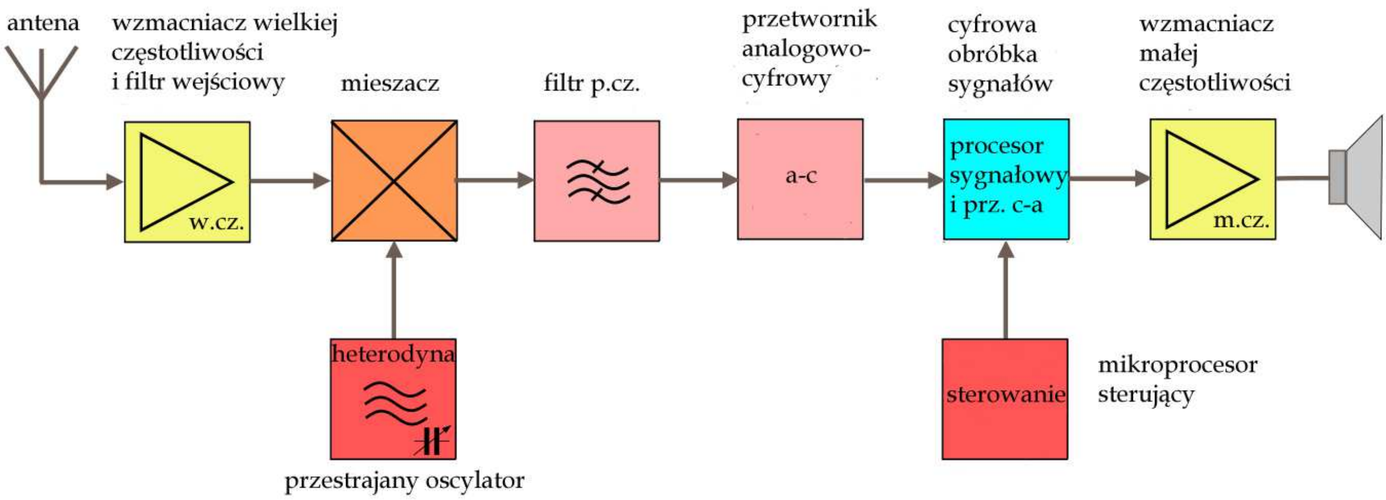
W systemach cyfrowej transmisji głosu (D-STAR, DMR, C4FM, TETRA itp.) stosowane są wokodery analizujące wejściowe sygnały mowy i przestwarzające ją na zestaw parametrów, na podstawie których w koderze odbiorczym dokonywana jest jej synteza. Parametry te mogą być przekazywane ze znacznie mniejszą szybkością aniżeli byłoby to konieczne dla (nawet skomprymowanego) sygnału mowy.
W systemach DMR i TETRA każda z rozmów zajmuje dzięki temu tylko jedną z dwóch lub czterech szczelin czasowych. Dzięki dodawaniu do danych użytecznych informacji nadmiarowej (redundantnej) możliwe jest nie tylko rozpoznawanie przekłamań transmisji, ale także ich korekcja w pewnym ograniczonym zakresie (korekcja wyprzedzająca, FEC).

8. Rozwiązania cyfrowych odbiorników i radiostacji

Głównym zadaniem komunikacji, nie tylko radiowej ale i każdego innego rodzaju, jest bezbłędne przekazanie informacji od nadawcy do odbiorcy. Przeszkodami w jego osiągnięciu są szumy i sygnały zakłócające (interferencje) oraz zafałszowania występujące w układach nadawczych i odbiorczych.
W przypadku odbiornika pracującego na zasadzie cyfrowej obróbki sygnałów konieczne jest możliwie najdokładniejsze przetworzenie możliwie najczyściej odebranego sygnału.
Zadaniem cyfrowej obróbki sygnałów jest możliwie skuteczne przeciwstawianie się ograniczeniom związanym z odległością i czasem. I na tych właśnie polach daje się w ostatnich czasach zaobserwować znaczące osiągnięcia techniki cyfrowej. Transmisja sygnałów o dostatecznie dobrej jakości jest zasadniczo sprawą łatwiejszą aniżeli odtworzenie go po stronie odbiorczej.
Obecnie w przeważającym stopniu dominują układy odbiorników z przemianą częstotliwości czyli odbiorników superheterodynowych. Dla wyeliminowania odbioru zwierciadlanego przy zapewnieniu wymaganej selektywności i stabilności są to często odbiorniki z podwójną lub nawet potrójną przemianą częstotliwości. Ostatnia częstotliwość pośrednia wynosi często nawet tylko kilkanaście kHz, co pozwala uprościć układy cyfrowej obróbki sygnałów.

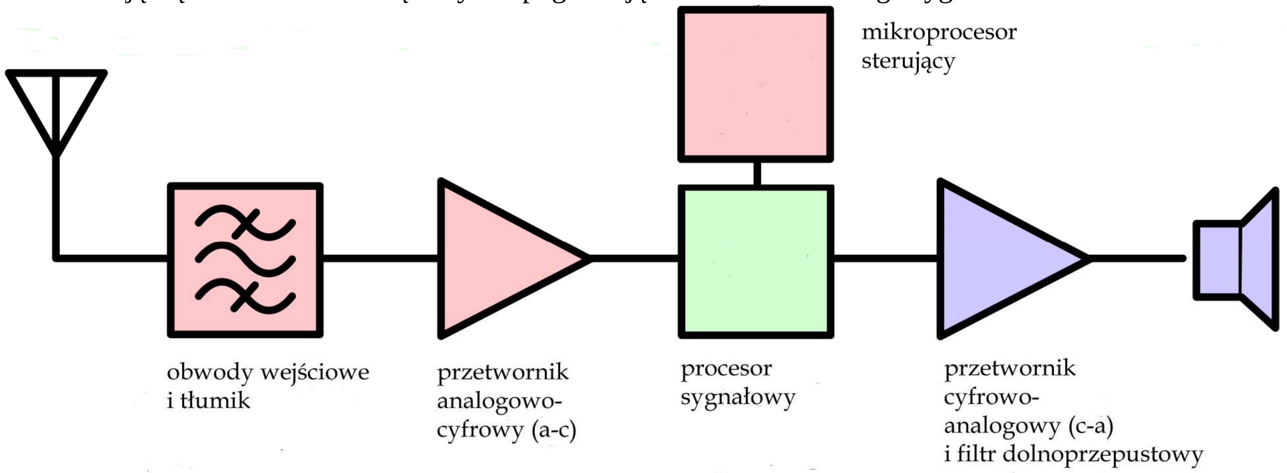


Rys. 8.1. Schemat blokowy klasycznego odbiornika superheterodynowego z pojedyńczą przemianą częstotliwości

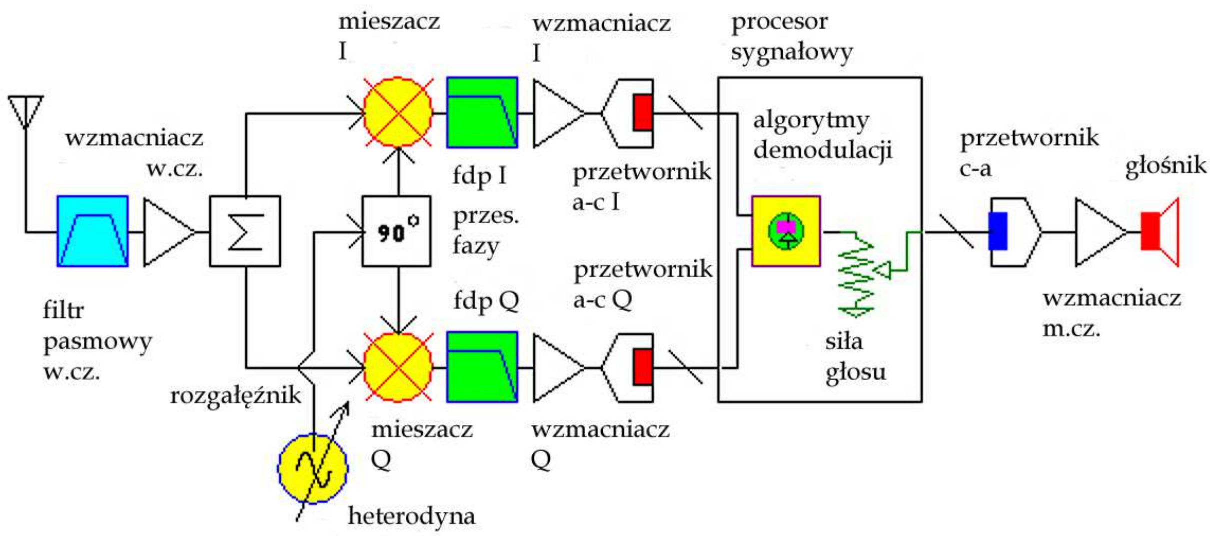


Rys. 8.2. Odbiornik z cyfrową obróbką sygnałów na częstotliwości pośredniej. Dla uproszczenia rysunek przedstawia układ z pojedyńczą przemianą częstotliwości

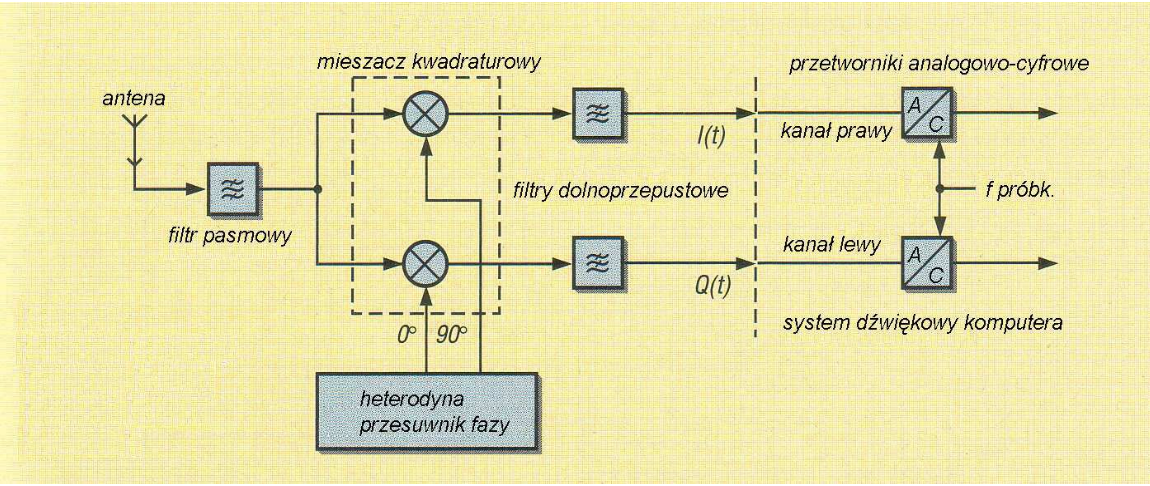
Na rysunku 8.2. przedstawiony jest uproszczony schemat odbiornika z przemianą analogowo-cyfrową i obróbką sygnału na ostatniej częstotliwości pośredniej. Dla uproszczenia jest to schemat odbiornika z pojedyńczą przemianą częstotliwości, ale w rzeczywistości są to przeważnie odbiorniki z podwójną lub potrójną przemianą i ostatnią pośrednią rzędu 12 lub więcej kHz.
W najnowszych rozwiązaniach przeważa bezpośrednia przemiana analogowo-cyfrowa (ang. *direct digital conversion, DDC;* niem. *digitale Abwärtsmischung*) realizowana przez przetwornik znajdujący się na wejściu odbiornika. Jest on poprzedzony fitrami wejściowymi, tłumikiem mającym wyeliminować niebezpieczeństwo przesterowania przetwornika i ewentualnie także wzmacniaczem wielkiej częstotliwości (w.cz.). Przetwornik analogowo-cyfrowy – jego rozdzielczość, liniowość, zakres dynamiki, częstotliwość próbkowania – decyduje w takich rozwiązaniach w największym stopniu o właściwościach odbiornika. Wszystkie pozostałe funkcje odbiornika są następnie realizowane cyfrowo i dopiero ostatnim stopniem jest przetwornik cyfrowo-analogowy z niezbędnym filtrem dolnoprzepustowym.
Generatory częstotliwości próbkowania powinny charakteryzować się stabilnością i niskim poziomem szumów fazowych gdyż w wyniku przemiany zwrotnej (ang. *reciprocal mixing*) szumy fazowe generatora dodają się do szumów zewnętrznych i pogarszają stosunki odbieranego sygnału do szumu.



Rys. 8.3. Schemat blokowy odbiornika z bezpośrednią przemianą analogowo-cyfrową i cyfrową obróbką sygnałów

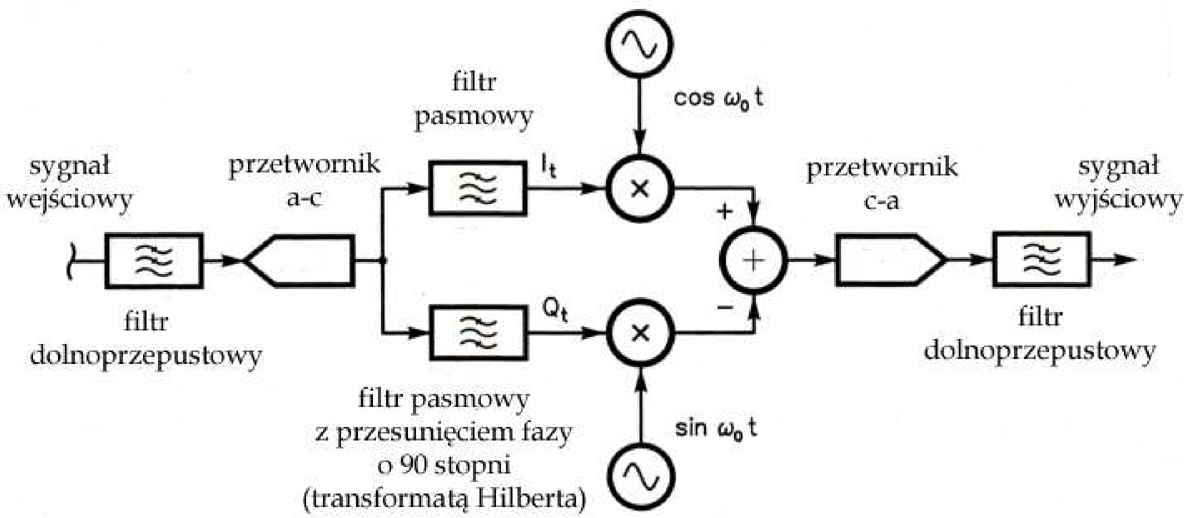


Rys. 8.4. Odbiornik homodynowy z torami synfazowym (I), kwadraturowym (Q) i własnym procesorem sygnałowym. Oba tory mogą być także doprowadzone do wejść m.cz. komputera i być przetwarzane przez procesor sygnałowy jego systemu dźwiękowego



Rys. 8.5. Odbiornik homodynowy z mieszaczem kwadraturowym współpracujący z systemem dźwiękowym PC

Stosowane powszechnie w początkowych fazach rozwoju odbiorników programowalnych układy z bezpośrednią przemianą częstotliwości (homodynowe) z mieszaczem kwadraturowym i podawaniem sygnału synfazowego (I) oraz kwadraturowego (Q) na wejścia podsystemu dźwiękowego komputera (rys. 8.5) zaliczają się obecnie do niższej klasy. Spotykane są natomiast rozwiązania odbiorników homodynowych z własnym procesorem sygnałowym – nie wymagające połączenia z komputerem PC.



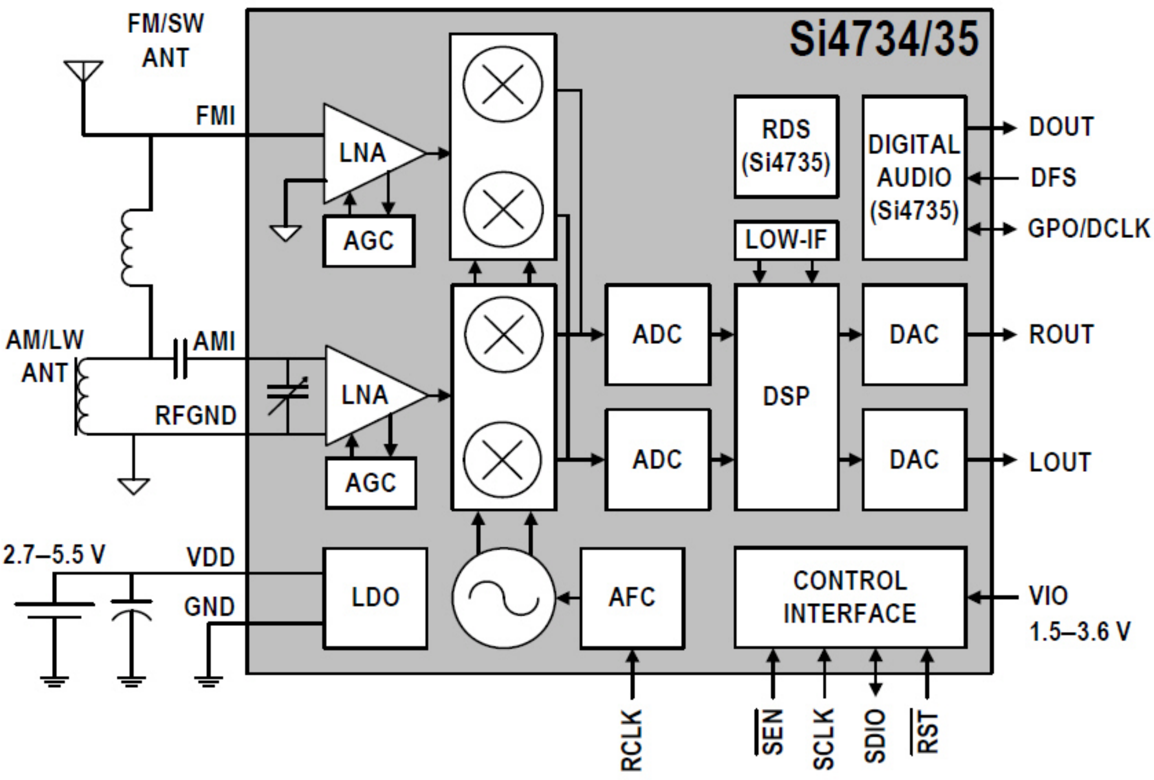
Rys. 8.6. Schemat blokowy cyfrowego modulatora SSB

Ilustracja 8.6 przedstawia zasadę pracy cyfrowego modulatora jednowstęgowego, i analogicznie po odwróceniu kierunku przebiegu sygnałów – demodulatora SSB. W technice cyfrowej ze względu na łatwość realizacji stosowana jest fazowa metoda generacji i eliminacji niepożądanej wstęgi bocznej przy demodulacji sygnału SSB przez jej kompensację. Rozpowszechniona w technice analogowej metoda filtrowa niesie ze sobą pewne utrudnienia w realizacji cyfrowej. Zmiana wstęgi bocznej z dolnej na górną i odwrotnie oznacza konieczność przełączania częstotliwości cyfrowego generatora dudnieniowego BFO, a ponieważ do demodulacji najwygodniej jest stosować falę prostokątną wiąże sie to z ograniczeniami wynikającymi z konieczności unikania fluktuacji zboczy fali przy niekorzystnym

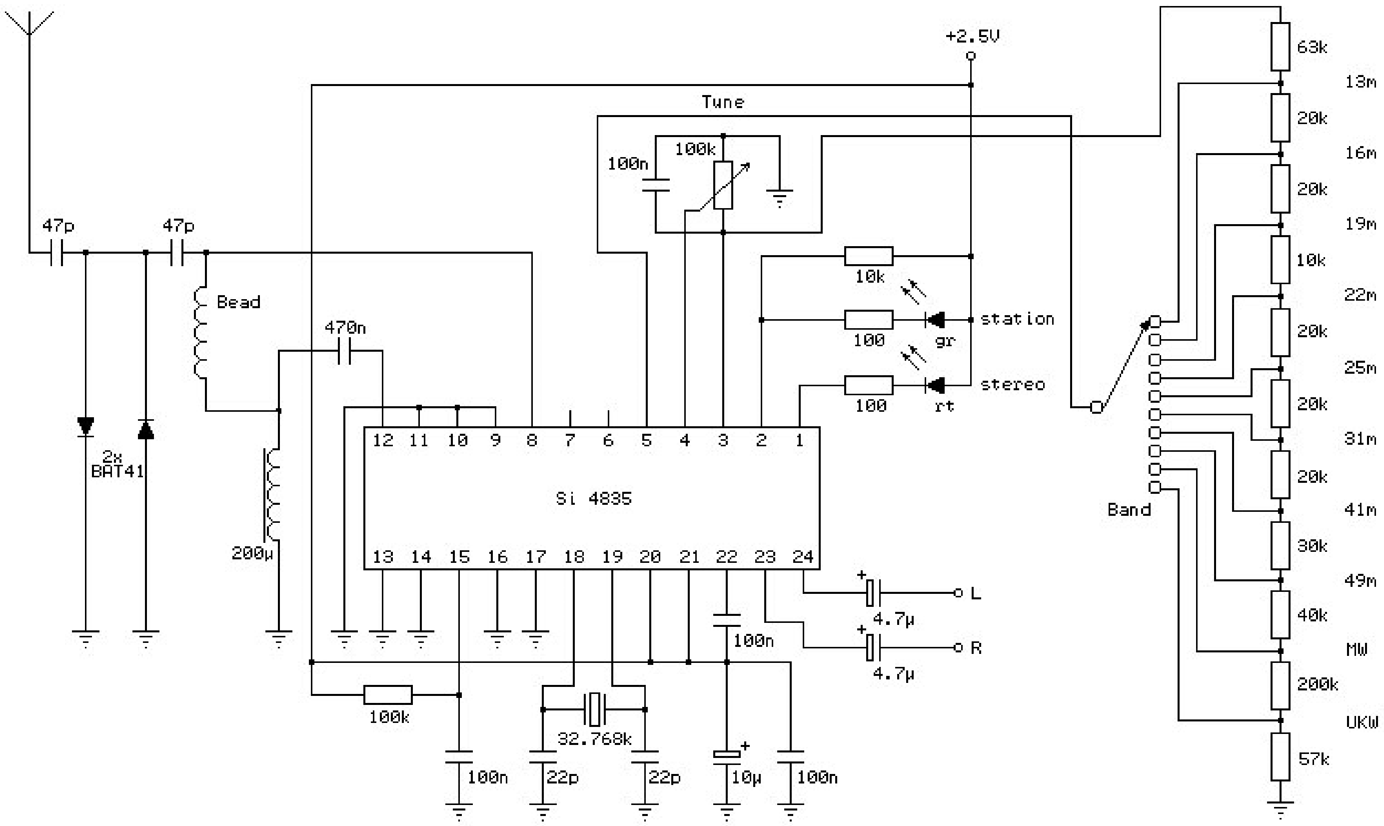
stosunku częstotliwości generatora do częstotliwości próbkowania. Możliwe jest wprawdzie odpowiednio dobrane przełączanie częstotliwości próbkowania, ale odziaływuje ono na pracę filtrów, co stanowi dodatkowe utrudnienie. W tzw. „trzeciej metodzie” konieczne jest również przełączanie częstotliwości, ale dotyczy to drugiego oscylatora. W jednym i w drugim przypadku możliwa byłaby odpowiednia korekcja częstotliwości heterodyny, ale tylko dla odbiorników z przemianą częstotliwości (superheterodynowych), a nie dla układów z bezpośrednią przemianą analogowo-cyfrową.
Sposób uzyskania modulacji kątowych przedstawiono w rozdziale poświęconym cyfrowej syntezie częstotliwości.

8.1. Obwody scalone dla radioodbiorników

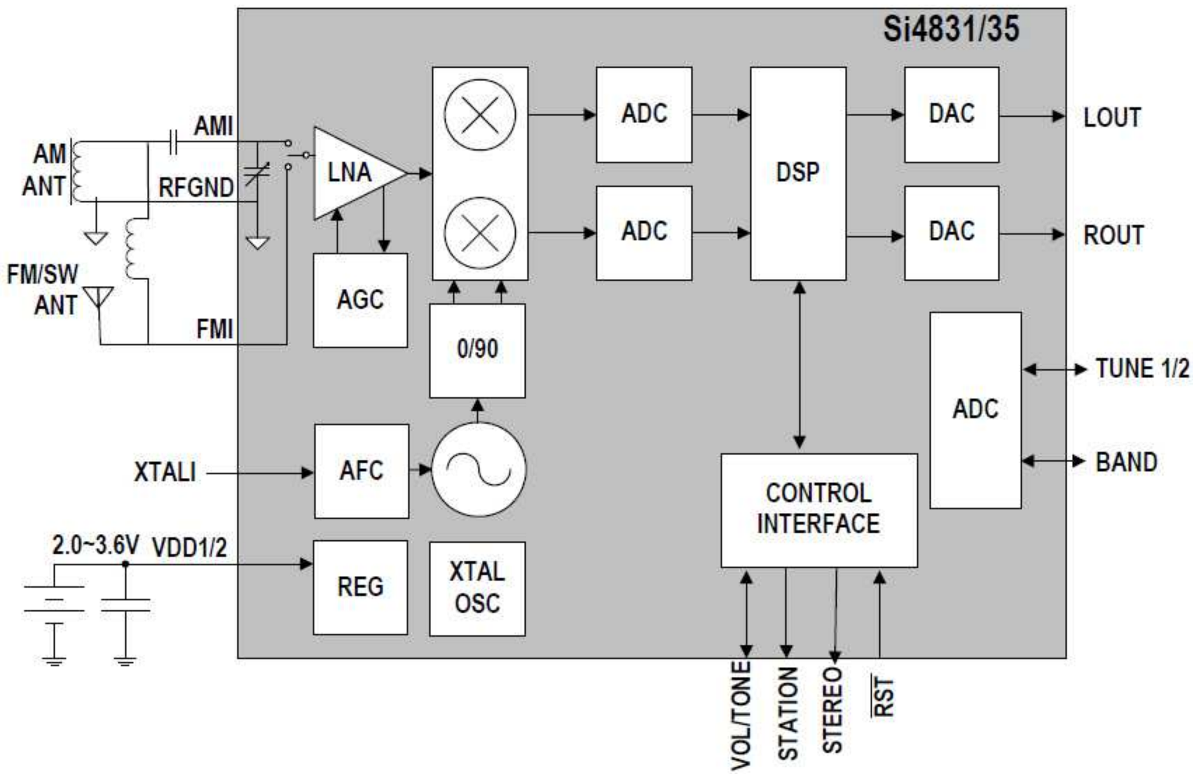
Produkowany przez firmę „Silicon Labs” układ scalony SI4834 jest przykładem obwodu z cyfrową obróbką sygnałów przeznaczonego dla odbiorników globalnych i jest stosowany m.in. w japońskich odbiornikach firmy „Tecsun”. Jest on wykonany w technologii CMOS i pokrywa zakresy fal średnich do 1710 kHz, najważniejsze krótkofalowe pasma radiofoniczne 13, 16, 19, 22, 25, 31, 41 i 49 m, oraz zakres UKF 64 – 108 MHz. W zakresie tym można wybrać podzakresy UKF wraz ze standardowymi wartościami deemfazy dla wielu krajów i regionów świata – Europy OIRT, CCIR, Chin, Japonii, USA itd. Układ cyfrowy zapewnia niespotykane dotąd w tej klasie urządzeń doskonałe parametry odbiorcze, czułość, selektywność, może też w pewnym stopniu poprawiać stosunek sygnału do szumu i eliminować część zakłóceń.
SI4734 / 35 zawiera zaawansowane algorytmy wyszukiwania, miękkie wyciszenie, autokalibrowane cyfrowe strojenie i odbiór stereofonii. Ponadto zapewnia analogowe lub cyfrowe wyjście m.cz. Do sterowania służy 2-przewodowa magistrala I2C.
Układ scalony zajmuje mało miejsca i wymaga minimalnej liczby zewnętrznych podzespołów. Podobne możliwości dają też obwody SI4831 – SI4835 i SI4734 – 35. Niewielkie różnice występują w pokrywanych zakresach częstotliwości (odbiór na falach długich, dolna granica zakresu UKF, podział zakresu UKF na podzakresy) i w funkcjach dodatkowych takich jak dekodowanie RDS.



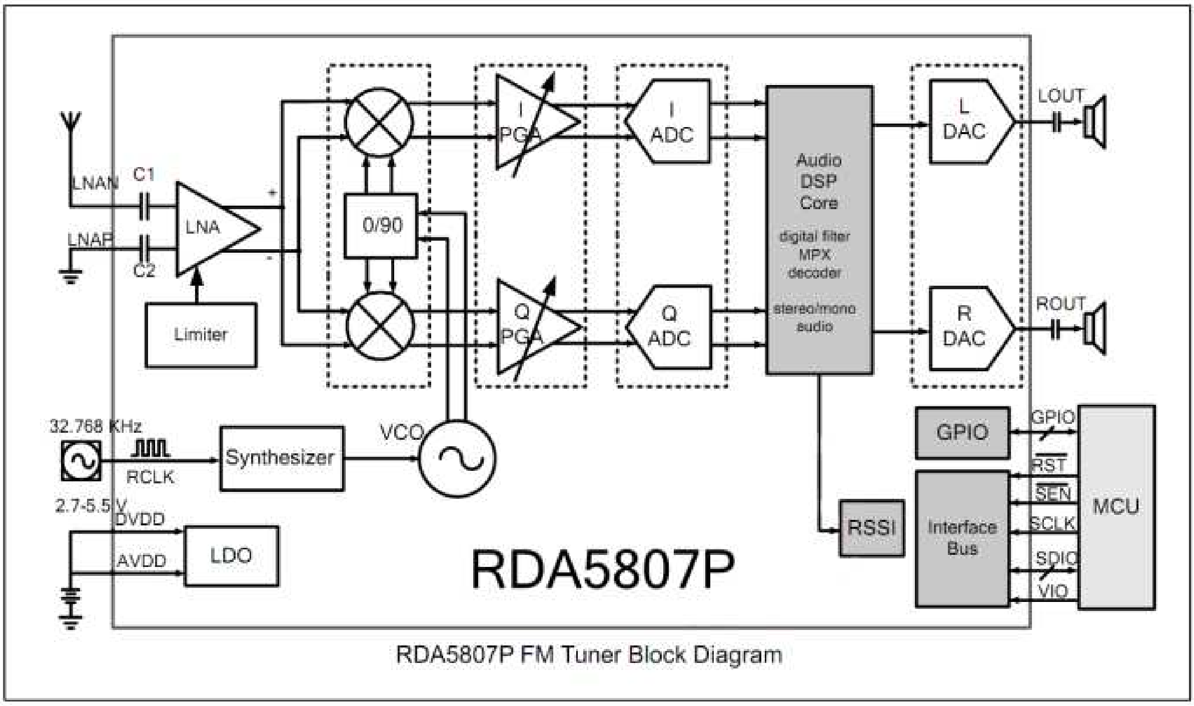
Rys. 8.7. Schemat blokowy układów SI4734/35



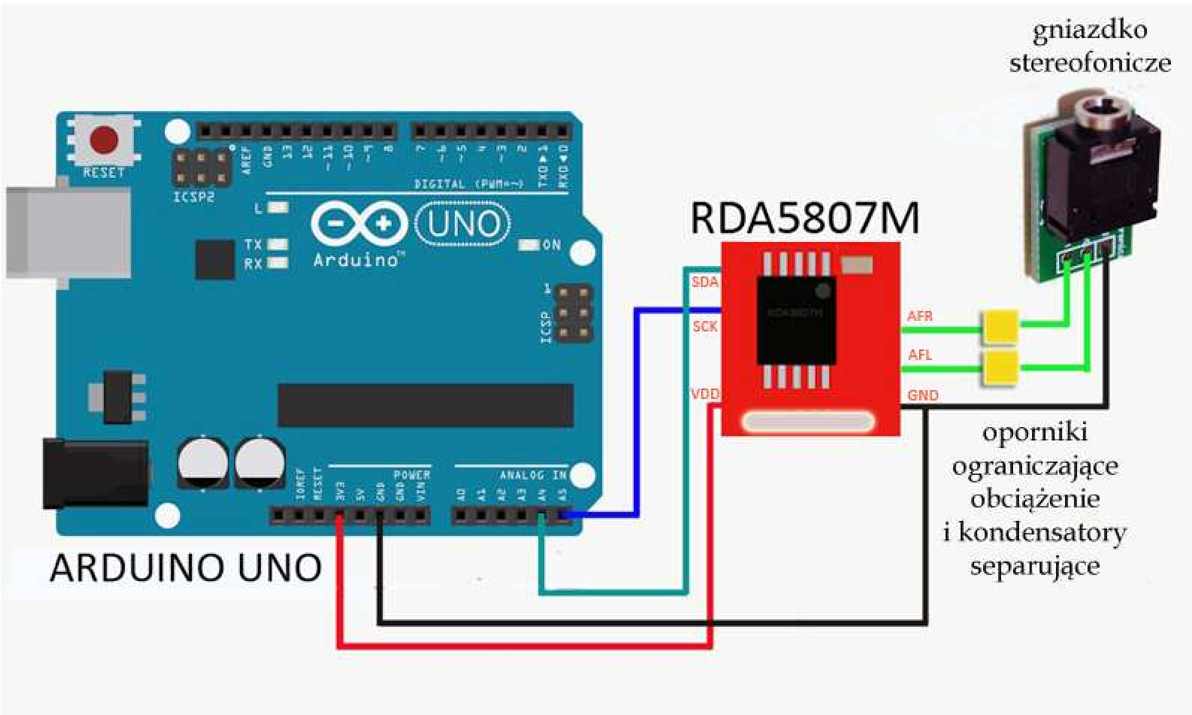
Rys. 8.8. Scalony odbiornik globalny z cyfrową obróbką sygnałów na SI4835, bez wzmacniacza m.cz.. Zielona dioda wskazuje siłę odbioru („station"), a czerwona – odbiór sygnału stereofonicznego. Zakresy są wybierane napięciowo za pomocą dzielnika oporowego, do przestrajania w ich granicach służy potencjometr 100 kΩ („Tune"). Na falach średnich używana jest antena ferrytowa



Rys. 8.9. Schemat blokowy układów scalonych SI4831/35



Rys. 8.10. Schemat blokowy układu odbiorczego UKF RDA5807P



Rys. 8.11. Odbiornik na RDA5807M z Arduino. W przewodach wyjściowych mogą być włączone w szereg oporniki 10 Ω i kondensatory 330 µF

Obwód scalony RDA5807P pokrywa natomiast zakres UKF 76 – 108 MHz (w dwóch podzakresach). Jest on wyposażony w przełączany obwód deemfazy 50 albo 75 µs, syntezer częstotliwości, wskaźnik siły odbioru, cyfrową automatyczną regulację wzmocnienia (ARW; ang. *AGC*) i cyfrową regulację siły głosu. Jest on sterowany przez mikroprocesory za pośrednictwem magistrali I2C. Przemiana częstotliwości na niską p.cz. jest dokonywana za pomocą mieszacza kwadraturowego, po czym następuje przetworzenie sygnału na postać cyfrową i jej cyfrowa obróbka. Na wyjściach kanałów

lewego i prawego znajdują się przetworniki cyfrowo-analogowe. Podobnie jak poprzednio omówione obwody również RDA5807 jest wyposażony w stabilizator napięcia LDO, co pozwala na zasilanie go napięciami 2,7 – 5,5 V. Obwód RDA5807M zawiera dodatkowo dekoder RDS.

Tabela 8.1. Przykładowy program dla Arduino do sterowania odbiornikiem RDA5807

```
--------------------------------------------------------------------------------------------------------------
/*
  - Arduino FM Radio with RDA5807M
  - Sketch for Initial Tryout
  - Based on a Library created by Matthias Hertel
  - More documentation is available at http://www.mathertel.de/Arduino
  - Compiled & Tested by T.K.Hareendran
*/
#include ;
#include ;
#include ;
#include ;

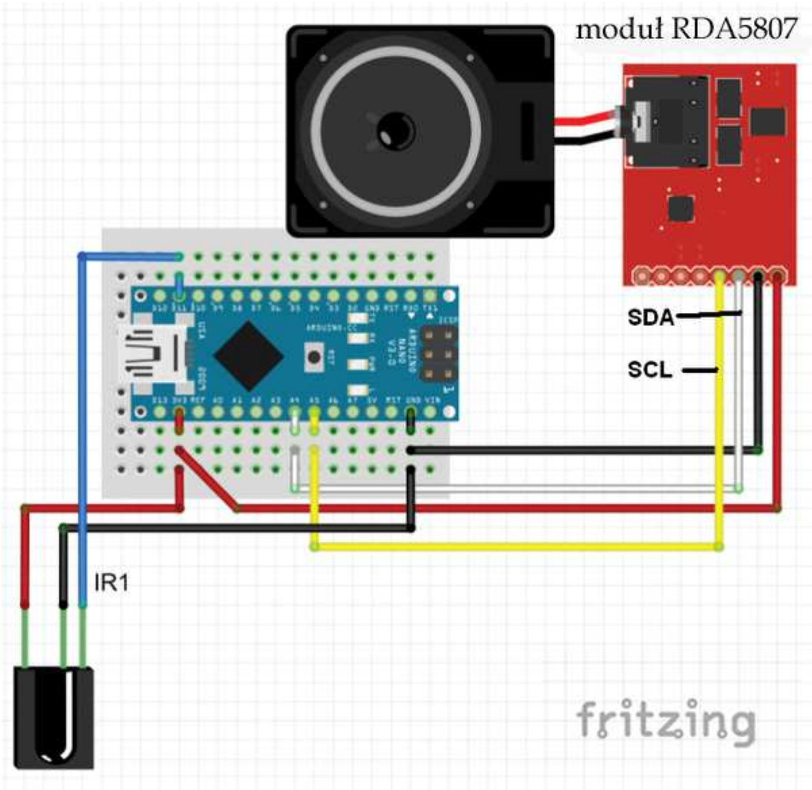
#define FIX_BAND     RADIO_BAND_FM   //Zakres - FM
#define FIX_STATION  10190           //Częstotliwość odbioru - 101.9 MHz
#define FIX_VOLUME   4               //Siła głosu - 4

RDA5807M radio;

void setup() {
  // open the Serial port
  Serial.begin(57600);
  Serial.println(“My FM Radio”);
  delay(200);
  radio.init();
  radio.debugEnable();
  radio.setBandFrequency(FIX_BAND, FIX_STATION);
  radio.setVolume(FIX_VOLUME);
  radio.setMono(false);
  radio.setMute(false);
}

void loop() {
  char s[12];
  radio.formatFrequency(s, sizeof(s));
  Serial.print(“Station:”);
  Serial.println(s);
  Serial.print(“Radio:”);
  radio.debugRadioInfo();
  Serial.print(“Audio:”);
  radio.debugAudioInfo();
  delay(3000);
}
--------------------------------------------------------------------------------------------------------------
```

Niezbędna do sterowania odbiornikiem biblioteka, zawierająca funkcje dla obwodów RDA5807, TEA5767, SI4703, i SI4705 znajduje się w Internecie pod adresem *https://github.com/mathertel/Radio/archive/master.zip* .
W dalszej fazie rozbudowy można dodać do niego stereofoniczny wzmacniacz m.cz., j.np. PAM8403.



Rys. 8.12. Alternatywne rozwiązanie odbiornika ze zdalnym sterowaniem za pomocą pilota telewizyjnego

Tabela 8.2. Przykładowy program sterujący dla Arduinio z wykorzystaniem biblioteki Wire dla złącza I2C

```
#include <Wire.h>

int freq;
int freqB;
byte freqH, freqL;

void setup()
{
   Wire.begin();

// Inicjalizacja RDA5807M

   Wire.beginTransmission(0x11);             // Adres odbiornika 0x11
   Wire.write(0x02);                         // adres rejestru 0x02
   Wire.write(0xC0); Wire.write(0x03);     // Inicjalizacja ustawień
   Wire.endTransmission();                   // zakończenie transmisji
   delay(500);                               // odczekanie 500 ms

   Wire.beginTransmission(0x11);           // Adres odbiornika 0x11
   Wire.write(0x02);                       // adres rejestru 0x02
   Wire.write(0xC0); Wire.write(0x0D); // Konfiguracja odbiornika
   Wire.endTransmission();
   delay(500);

// Nastawienie odbieranej stacji

```

```
  freq = 1079;                        // 107.9MHz częstotliwość odbieranej stacji
  freqB = freq - 870;                 // dolna granica zakresu: 870 dla 87 MHz, 650 dla 65 MHz lub 760 dla 76 MHz
  freqH = freqB>>2;                   // Podział częstotliwości na dwie części – dolną i górną
  freqL = (freqB&3)<<6;               // przesunięcia dla dopasowania do rejestru 0x03

  Wire.beginTransmission(0x11);
  Wire.write(0x03);
  Wire.write(freqH);                  // wpisanie wyższego bajtu
  Wire.write(freqL + 0x10);           // wpisanie niższego bajtu
  Wire.endTransmission();

// Siła glosu w zakresie 0-F, w pierwszych bajtach; czyli (0x84D0-0x84DF)

  Wire.beginTransmission(0x11);       // 0x11 jest adresem RDA5807M
  Wire.write(0x05);                   // zapis do rejestru 0x05
  Wire.write(0x84); Wire.write(0xD1); // siła głosu 1
  Wire.endTransmission();
}
void loop()
{
}
```

Adresem odbiornika na magistrali jest 0x11, przykładowa częstotliwość odbioru wynosi 107,9 MHz i należy ją zmienić na częstotliwość pożądanej stacji. Siła głosu nastawiona na 1 – 0xD1.

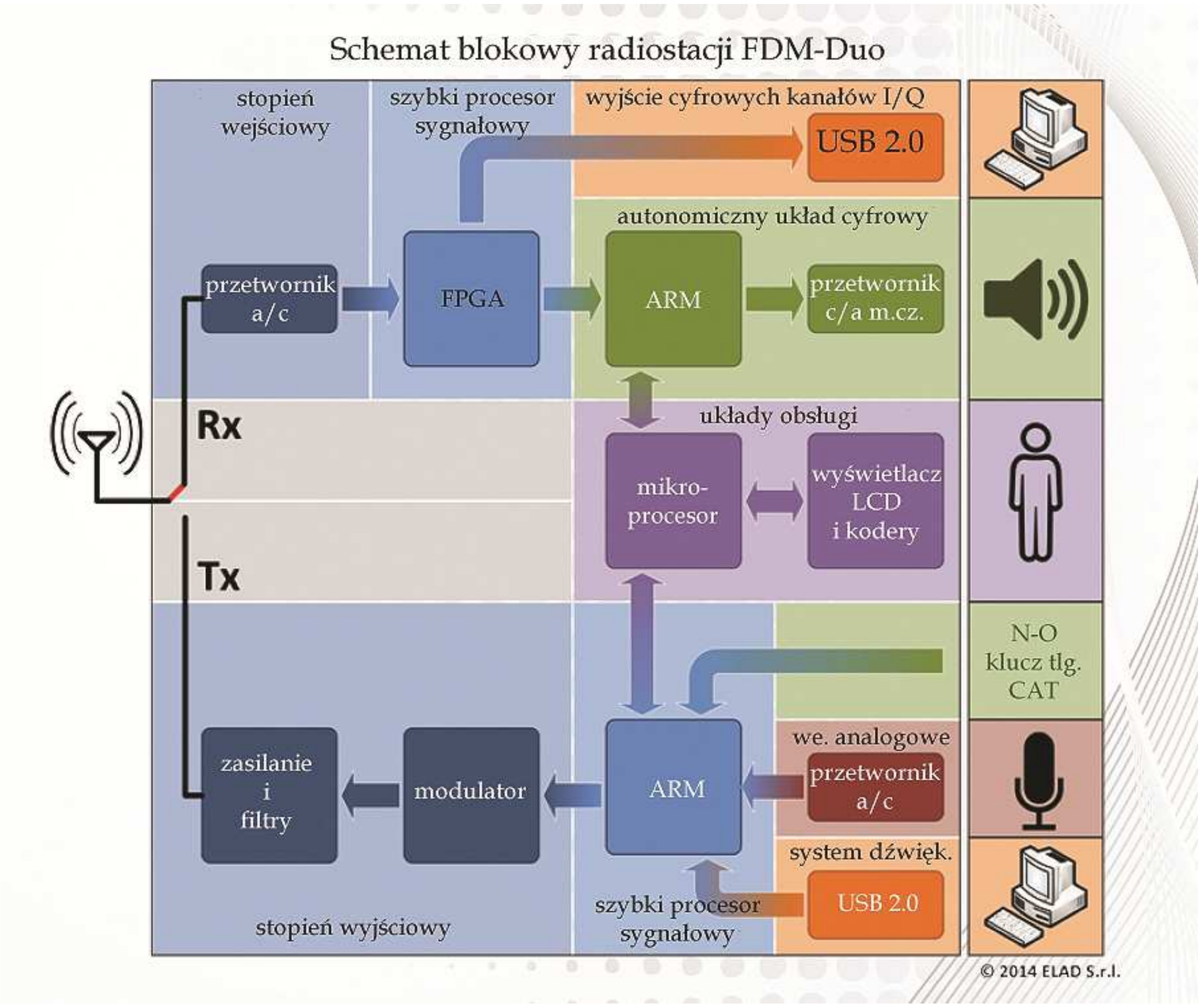
8.2. Przykłady rozwiązań fabrycznych



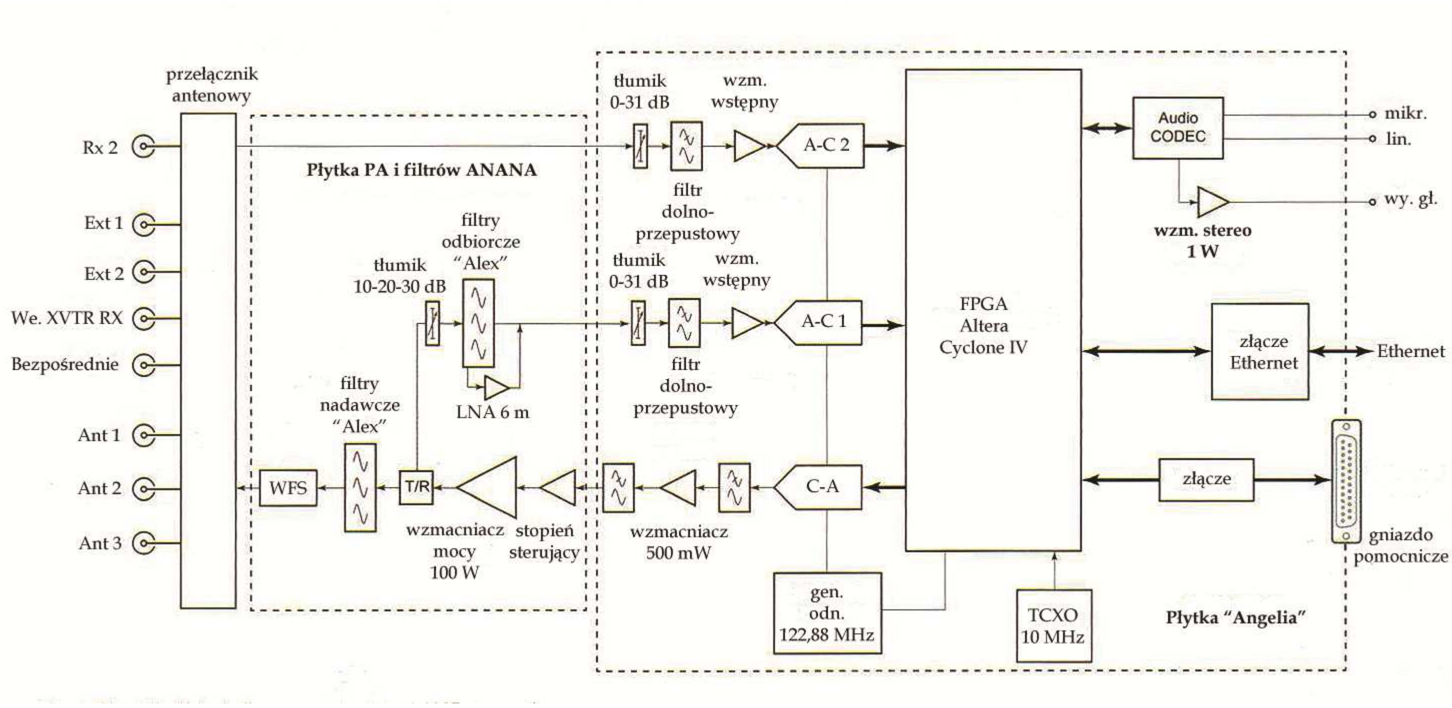
Fot. 8.12. Odbiornik Tecsun PL880 z cyfrową obróbką sygnałów pokrywa zakresy 100 kHz – 30 MHz i 64 – 108 MHz, dysponuje odbiorem SSB, kilkoma przełączanymi szerokościami pasma p.cz. dla AM i SSB oraz detektorem synchronicznym. Zastosowano w nim specjaną wersję obwodu SI4734



Fot. 8.13. Krótkofalowa radiostacja QRP z cyfrową obróbką sygnałów FDM-DUO firmy „Elad" może pracować autonomicznie i w połączeniu z komputerem



Rys. 8.14. Schemat blokowy FDM-DUO. W odbiorniku zastosowano bezpośrednią przemianę analogowo-cyfrową

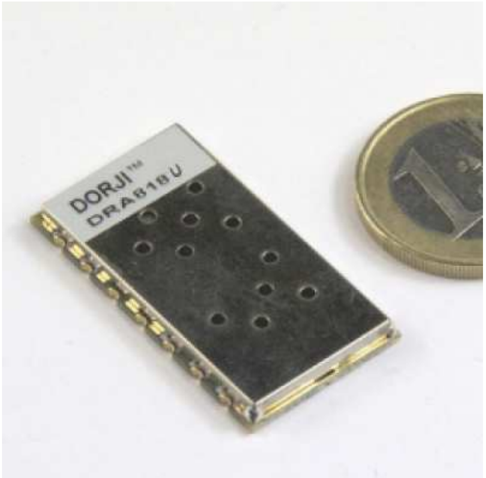


Rys. 8.15. Schemat blokowy radiostacji ANAN100D

9. Moduły radiostacji DRA818

Cyfrowe moduły radiostacji FM typu DRA818 pracują w pasmach 2 m (DRA818V) lub 70 cm (DRA818U). Przy wymiarach 36 x 19 x 3 mm zawierają kompletne tory nadawczo-odbiorcze o mocy 0,5 lub 1 W w.cz. pracujące na zasadzie cyfrowej obróbki sygnałów. W najprostszym układzie wymagają one jedynie podłączenia scalonego wzmacniacza głośnikowego, mikrofonu i antenowego filtru dolnoprzepustowego.

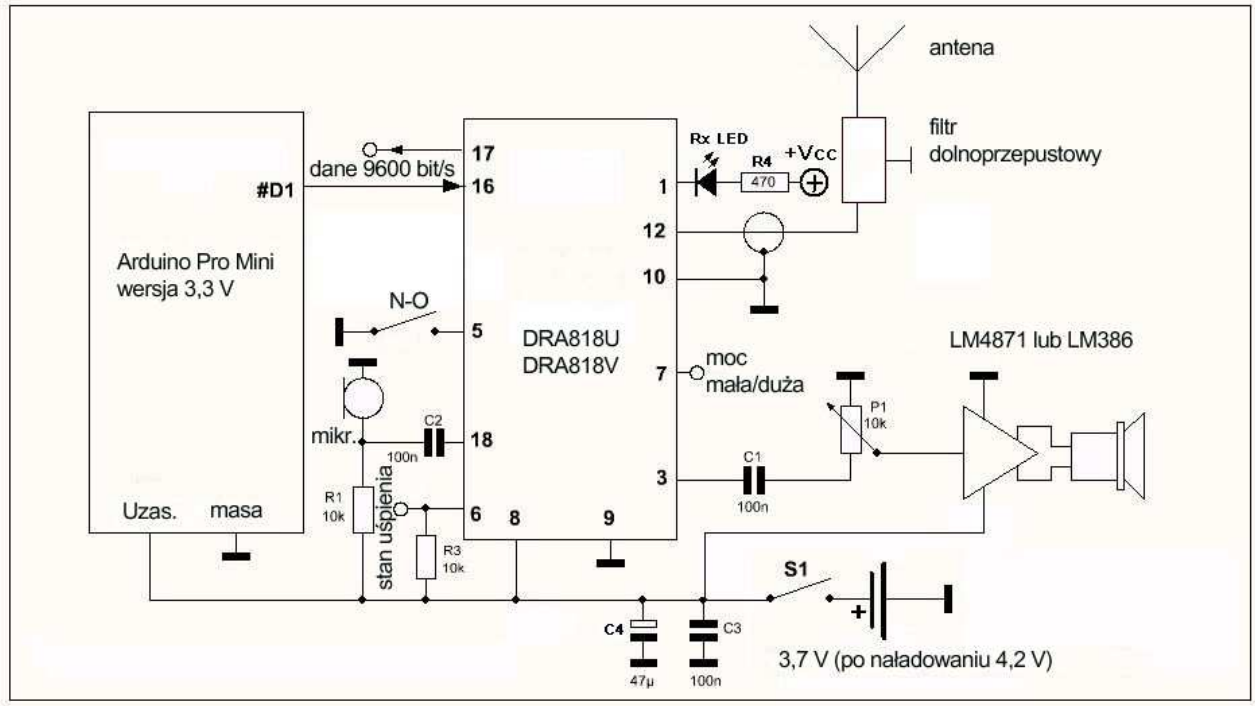
Moduły (fot. 9.1) zawierają obwód nadawczo-odbiorczy typu RDA1846 z cyfrową obróbką sygnałów znany z ręcznych radiostacji Baofenga (UV-3R, UV-5R itd.), PicoAPRS i podobnych. Jego najpoważniejszą wadą jest stosunkowo znaczna zawartość harmonicznych w sygnale wyjściowym nadajnika, co wymaga dodania dwu- lub trzysekcyjnego filtru dolnoprzepustowego. Filtry takie można jednak stosunkowo łatwo wykonać samodzielnie.



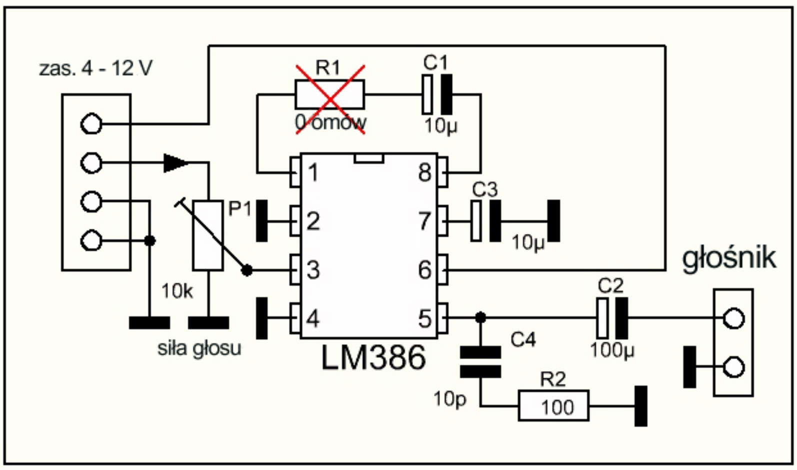
Fot. 9.1. Widok modułu radiostacji

Parametry pracy modułu, takie jak częstotliwości nadawania i odbioru, częstotliwości tonów CTCSS, włączenie preemfazy i deemfazy albo filtrów górnoprzepustowych 300 Hz są programowane przez złącze szeregowe. W najprostszych radiostacjach jednokanałowych wystarczy ich zaprogramowanie za pomocą komputera, po czym moduł może pracować samodzielnie, ponieważ są one zapisywane w jego pamięci nieulotnej. W bardziej rozbudowanych urządzeniach wielokanałowych do sterowania można użyć dowolnego mikroprocesora (np. z serii PIC) albo mikrokomputera Arduino (UNO, Micro, Nano), z ewentualnym dodatkiem kilku przycisków i niewielkiego wyświetlacza. Mikroprocesory w wersjach 5-woltowych wymagają ograniczenia napięcia sygnału TxD do poziomu dopuszczalnego dla DRA818 dlatego też praktyczniej jest korzystać z wersji 3,3-woltowych (rys. 9.2).
Jedynie przełączanie mocy wyjściowej z ok. 0,5 W na 1 W i odwrotnie jest dokonywane elektrycznie przez połączenie wejścia 7 („H/L”) z masą lub też nie – nie należy łączyć go z plusem zasilania. Do kluczowania nadajnika służy wejście 5 („PTT”) a wyjście 1 („SQ”) może być użyte do wyłączania wzmacniacza głośnikowego przy zamkniętej blokadzie szumów odbiornika albo do sygnalizacji odbioru za pomocą diody świecącej.
Moduł DRA818V pracuje w zakresie 134 – 174 MHz, natomiast DRA818U – w zakresie 400 – 470 MHz. DRA818U zastąpił produkowany wcześniej DRA808M – oparty na RDA1845. Firma „NiceRF” ([9.9]) produkuje identyczne moduły pod oznaczeniami SA818-V i SA818-U, a także nowsze SA828-V i SA828-U zawierające też wzmacniacz głośnikowy i funkcję VOX-u.
Podawana w danych katalogowych czułość odbiornika wynosi -122 dBm (przy 12 dB SINAD), a odstępy międzykanałowe – 12,5 lub 25 kHz. Dopuszczalne napięcia zasilania leżą w zakresie 3,3 – 4,5 V dzięki czemu mogą być one zasilane z pojedyńczego ogniwa akumulatorowego litowo-jonowego lub litowo-polimerowego. Pobór prądu przy nadawaniu z niską mocą wynosi ok. 300–400 mA (zależnie od napięcia zasilania), a z pełną – 700–900 mA, natomiast przy odbiorze – ok. 50–60 mA. W stanie uśpienia pobór prądu wynosi tylko 1 µA. Dla niższych napięć zasilania moce wyjściowe są oczywiście mniejsze.

Z prób przeprowadzonych przez krótkofalowców z DRA818V wynika, że przy pracy z małą mocą nadawania przez ponad godzinę bez przerwy nie zauważono ani nadmiernego nagrzewania się modułu ani pogorszenia parametrów nadawanego sygnału ([9.5]). Natomiast praca ciągła z pełną mocą wymaga zapewnienia dodatkowego chłodzenia modułu. Dzięki niskiemu poziomowi szumów fazowych możliwe jest też dodanie zewnętrznego wzmacniacza mocy.



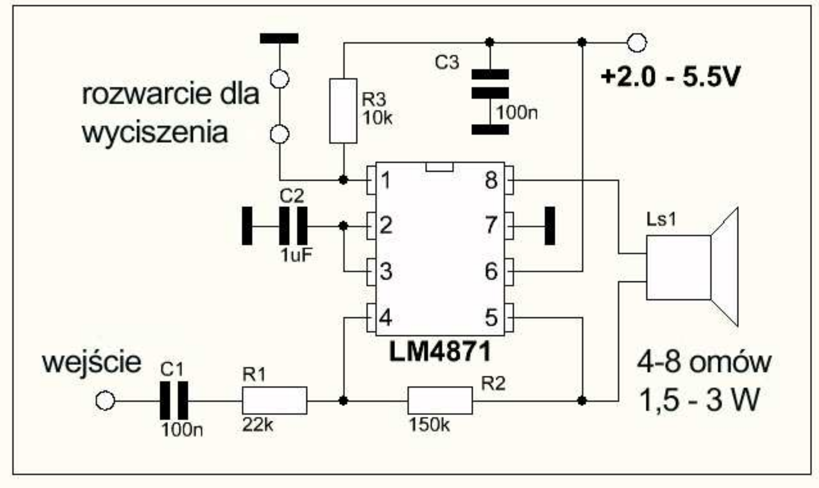
Rys. 9.2. Przykładowy schemat blokowy radiostacji z modułem DRA818



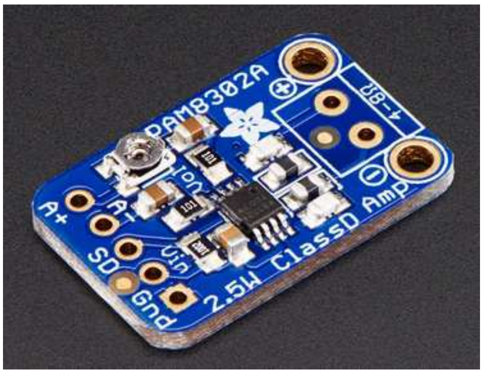
Rys. 9.3. Wzmacniacz głośnikowy na LM386

Złącze szeregowe modułów pracuje w standardzie TTL co pozwala na bezpośrednie połączenie go ze złączami szeregowymi mikroprocesorów. Do połączenia ze standardowym złączem COM komputerów PC konieczne jest użycie konwertera poziomów napięć MAX3232 – może on być zasilany napięciem 3 – 5,5 V w odróżnieniu od 5 V dla MAX232 – lub podobnych. Wymiana danych następuje z szybkością 9600 bit/s i ustawieniem 8N1.
Typowymi przykładami krótkofalarskich zastosowań modułów DRA818 są radiolatarnie APRS (AFSK 1200 bit/s), proste radiostacje FM na lokalny kanał simpleksowy lub na kanał najbliższego przemiennika, simpleksowe przemienniki typu papuga, radiolatarnie pracujące innymi emisjami cyfrowymi,

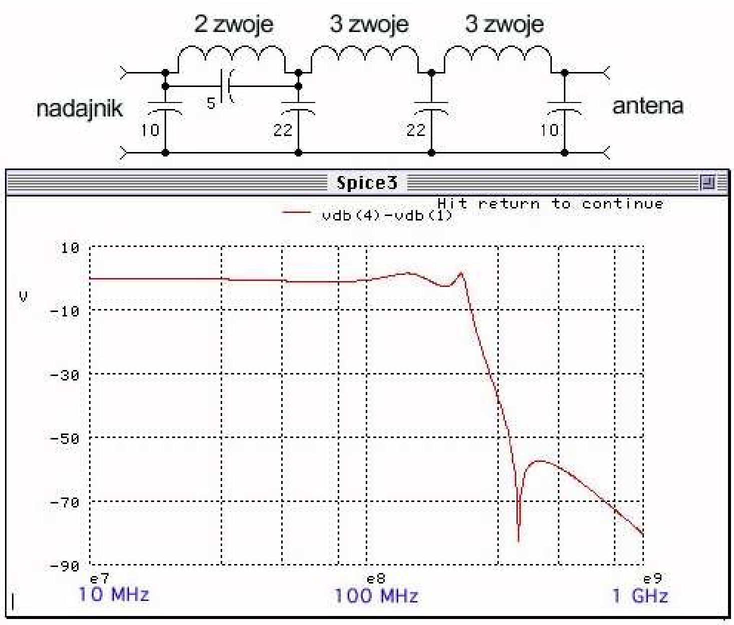
telegrafią F2B itp. Z doświadczeń krótkofalowców wynika natomiast, że nie nadaje się on do zastosowania w radiostacjach cyfrowych systemów D-STAR, C4FM albo do transmisji packet-radio lub APRS z szybkością 9600 bit/s.



Rys. 9.4. Wzmacniacz m.cz. na LM4871



Fot. 9.5. Moduł PAM8302



Rys. 9.6. Dolnoprzepustowy filtr antenowy i jego charakterystyka przenoszenia

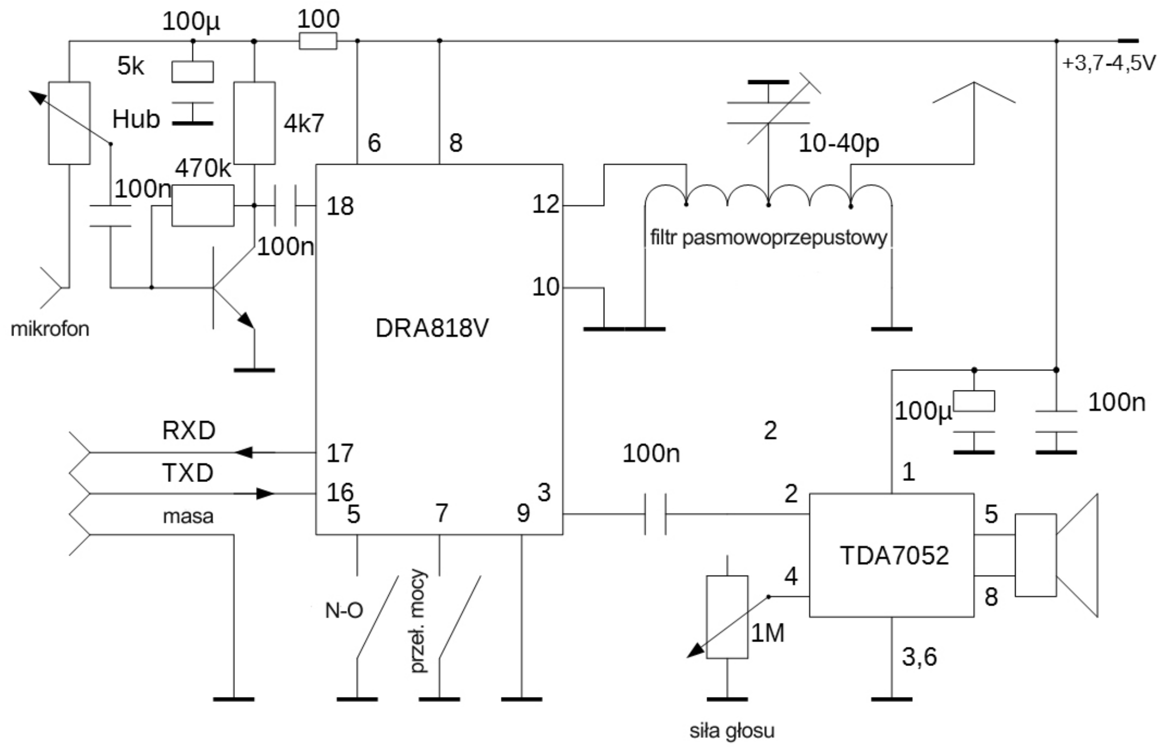
Polecenia sterujące dla modułu składają się ze znaków ASCII i są poprzedzone literami AT, natomiast ich zakończeniem są znaki powrotu wózka i nowej linii (CR i LF) – co odpowiada naciśnięciu klawisza „Enter”. Pełny zestaw poleceń podany jest w dokumentacji modułów dostępnej m.in. w witrynie producenta [9.1] dlatego też ograniczmy się do jednego z nich – stosunkowo istotnego, bo służącego do zaprogramowania najważniejszych parametrów:
AT+DMOSETGROUP=ODK,TXC,RXC,TX_CTCSS,BS,RX_CTCSS<CR><LF>
gdzie
ODK – jest odstępem kanałów decydującym jednocześnie o dewiacji, 0 – 12,5 kHz (dewiacja 2,5 kHz), 1 – 25 kHz (dewiacja 5 kHz),
TXC – jest częstotliwością nadawania odpowiednio do typu modułu w zakresie 134–174 lub 400–470 MHz,
RXC – jest częstotliwością odbioru w zakresie jak powyżej; musi być ona wielokrotnością wybranego odstępu kanałów,
TX_CTCSS – numer nadawanego tonu CTCSS, 0 – nie używany, 0001 – 0038 – numer kodu w kolejności częstotliwości – 0001 = 67 Hz, 0038 = 250,3 Hz.
BS – próg czułości blokdy szumów w zakresie 0–8; 0 oznacza stałe otwarcie blokady szumów,
RX_CTCSS – numer tonu CTCSS lub kodu DCS (CDCSS) dla odbioru, może być różny od tonu nadawanego. Numery 0001 – 0038 oznaczają tony CTCSS a 023I–0754I – kody DCS. Dla kodów zanegowanych na końcu zamiast litery I występuje litera N.
Przykład:
AT+DMOSETGROUP=0,145.600,145.000,0000,4,0000<CR><LF>
W odpowiedzi otrzymuje się po prawidłowym wykonaniu rozkazu meldunek
+DMOSETGROUP:0<CR><LF> lub **+DMOSETGROUP:1<CR><LF>** w przypadku błędów w poleceniu np. wartości poza dopuszczalnym zakresem.
Drugim często używanym poleceniem jest regulacja siły głosu:
AT+DMOSETVOLUME=X
gdzie *X* przyjmuje wartości 1–8. Również i to polecenie jest kwitowane informacją o prawidłowym wykonaniu lub wystąpieniu błędu.
Przykład prostego programu konfiguracyjnego dla Arduino podano w tabeli 9.1. Program nie odczytuje i nie sprawdza odpowiedzi DRA818.
W sytuacji pracy ze stałą lub rzadko zmienianą konfiguracją polecenia konfiguracyjne można nadać z komputera PC korzystając z programu terminalowego *Hyperterminal* dla Windows lub innego podobnego.
Tor odbiorczy radiostacji wymaga uzupełnienia o wzmacniacz głośnikowy. Najwygodniejszym rozwiązaniem jest zastosowanie jednego z popularnych obwodów scalonych. Dla napięć zasilających powyżej 4 V może być to przykładowo dobrze znany LM386 (rys. 9.3), a dla niższych LM4871 (rys. 9.4) albo gotowy moduł PAM8403 lub podobny (fot. 9.5).



Fot. 9.7. Konstrukcja filtru

Z pomiarów wykonanych przez krótkofalowców wynika, że w sygnale wyjściowym modułu na pasmo 2 m druga harmoniczna jest stłumiona jedynie o około 14 dB, a trzecia – o około 37 dB [2]. Wartości

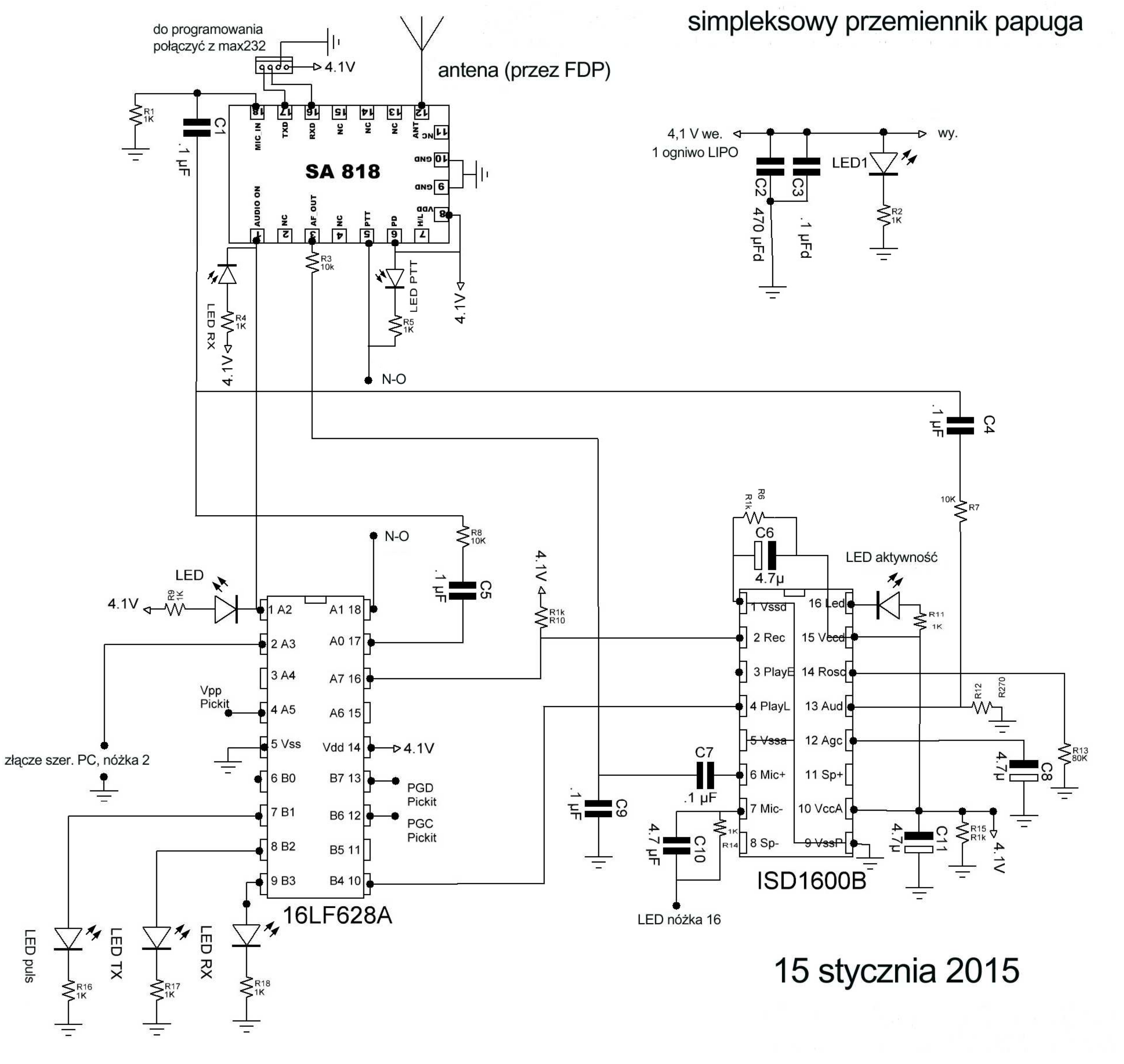
dla modułu na pasmo 70 cm są najprawdopodobniej zbliżone. Oznacza to, że praca w eterze wymaga użycia dodatkowego filtru dolnoprzepustowego lub pasmowego. Ich układy przedstawiono na schematach 9.6 (źródło: [9.4]) i 9.8, a sposób wykonania – na fot. 9.7 (źródło: [9.4]).
Pierwszy z filtrów – dolnopasmowy – zawiera trzy cewki powietrzne po 2, 3 i 3 zwoje nawinięte przewodem emaliowanym Cuem 0,8 mm na średnicy 6 mm.
Powietrzna cewka w filtrze pasmowym ze schematu 8 zawiera 10 zwojów przewodu Cuem rozciągniętych na długości około 30 mm o posiada odczepy po jednym zwoju od końców na wejściu i wyjściu. Jej oba końce są połączone z masą. Kondensator strojeniowy jest podłączony do jej środka. Przy pracy małą mocą można także użyć gotowych filtrów dolnoprzepustowych firmy *Minicircuits* PLP-150 lub PLP-450 – albo jeszcze lepiej PLP-550 – (zależnie od zakresu pracy). Maksymalna moc do nich doprowadzona nie może przekraczać 0,5 W.



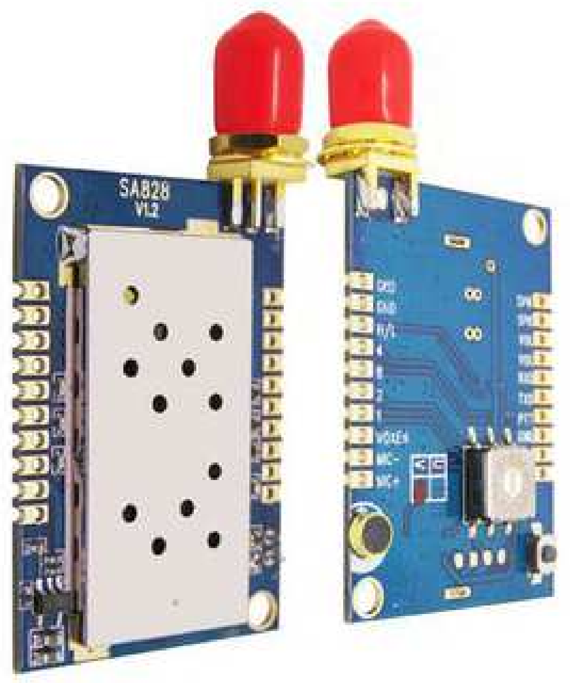
Rys. 9.8. Schemat blokowy radiostacji z filtrem pasmowym i wzmacniaczem TDA7052

Ostatnim przykładem zastosowania DRA818 jest simpleksowy przemiennik typu papuga konstrukcji VE2CSN. Zasada jego pracy polega na nagrywaniu odebranej relacji i powtarzaniu jej na tej samej częstotliwości. Łączności przez taki przemiennik trwają wprawdzie dwukrotnie dłużej niż przez przemiennik dupleksowy, ale za to jego konstrukcja jest stosunkowo prosta, ponieważ nie wymaga on filtrów odsprzęgających nadajnik od odbiornika czyli tzw. diplekserów. W układzie przedstawionym na rys. 9.9 jako pamięć fonii pracuje obwód z serii ISD1600B pozwalający na nagranie 16 sekund mowy przy częstotliwości jej próbkowania 8 kHz. Rysunki płytki drukowanej i oprogramowanie mikrokomputera 16F628 dostępne są w internecie pod adresem [9.10]. Pomimo opuszczenia na schemacie filtru dolnoprzepustowego jest on i tutaj niezbędny.
Moduły DRA818 spotkały się z dużym zainteresowaniem wśród krótkofalowców-eksperymentatorów, jednak niektórzy użytkownicy krytykują niezbyt dobrą jakość nadawanego dźwięku, a konkretnie stosunkowo wysoki poziom występujących w nim szumów, nie wiadomo właściwe skąd pochodzących, a także stosunkowo długi czas dekodowania kodów DCS. W radiolatarniach APRS i podobnych zastosowaniach mankamenty te nie mają jednak większego znaczenia.

Przedstawione moduły dostępne są m.in. w sklepach internetowych [9.6] i [9.8], a w sklepie [9.6] – także gotowe płytki radiostacji z ich wykorzystaniem, natomiast filtry dolnoprzepustowe można znaleźć w sklepie [9.8].



Rys. 9.9. Miniaturowy przemiennik papuga



Fot. 9.10. Fabryczne moduły radiostacji na SA828

Firma NiceRF produkuje moduły radiostacji SA818, SA828 i SA858 na pasma 134 – 174 MHz i 400 – 480 MHz. Oprócz cyfrowego toru nadawczo-odbiorczego zawierają one także mikroprocesy sterujące, mikrofony i przełączniki kanałów. Pierwsze dwa typy dysponują mocą wyjściową 1/0,5 W, a ostatni – 4/1,5 W.



Fot. 9.11. Radiostacja „PicoAPRS” bez trudu mieści się w dłoni

Tabela 9.1. Minimalny program dla Arduino do konfiguracji DRA818V jako stacja APRS [9.4]

```
------------------------------------------------------------------------------------------------------------
// DRA818V_3

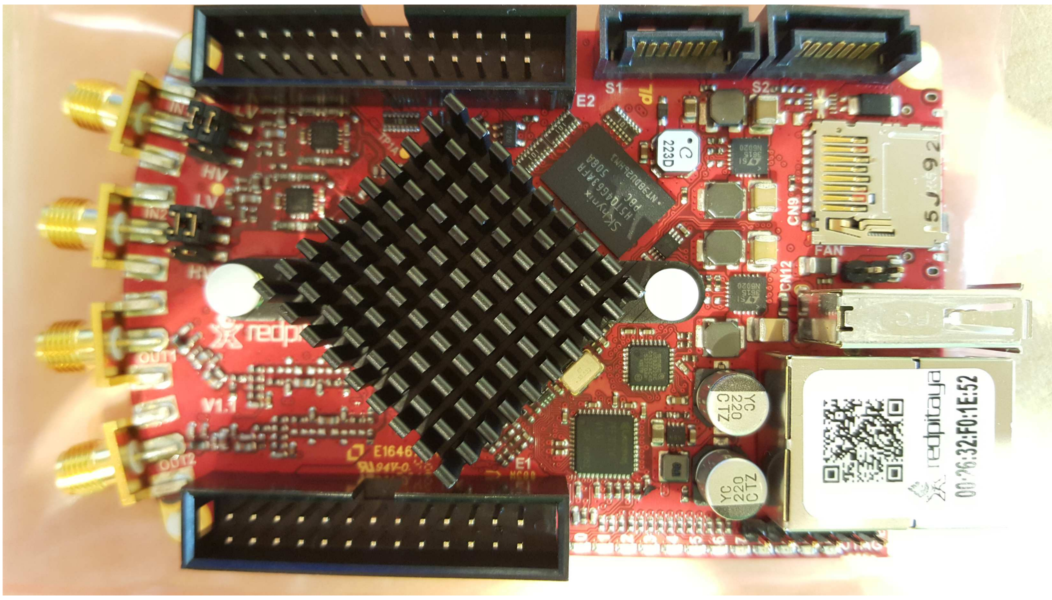
// konfiguracja DRA818V
int bw = 1; // pasmo w kHz ( 0= 12.5KHz or 1= 25KHz )
double ftx = 144.8000; // częstotliwość nadawania w MHz (134.0000 - 174.0000)
double frx = 144.8000; // częstotliwość odbioru w MHz (134.0000 - 174.0000)
String tx_ctcss = "0000"; // ton ctcss ( 0000 - 0038 ); 0000 = "bez CTCSS"
String rx_ctcss = "0000"; // ton ctcss ( 0000 - 0038 ); 0000 = "bez CTCSS"
int squ = 0; // próg blokady szumów ( 0 - 8 ); 0 = "otwarta"

void setup()
{
Serial.begin(9600); // otwarcie złącza szeregowego z szybkością 9600 bit/s
delay(10);
Serial.print("AT+DMOSETGROUP="); // początek polecenia
Serial.print(bw,1);
Serial.print(",");
Serial.print(ftx,4);
Serial.print(",");
Serial.print(frx,4);
Serial.print(",");
Serial.print(tx_ctcss);
Serial.print(",");
Serial.print(squ);
Serial.print(",");
Serial.println(rx_ctcss);
}

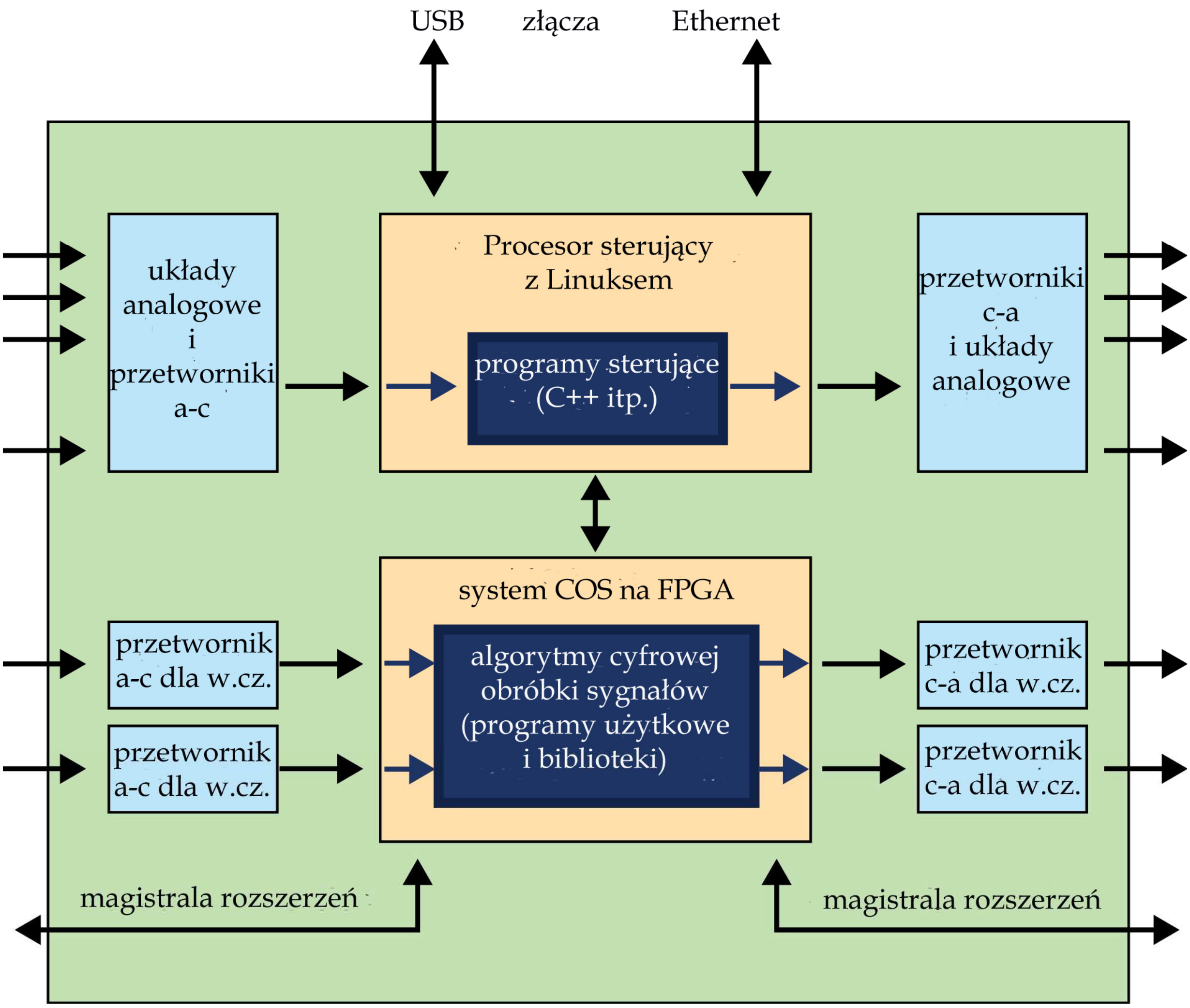
void loop()
{
}
------------------------------------------------------------------------------------------------------------
```

10. Red Pitaya

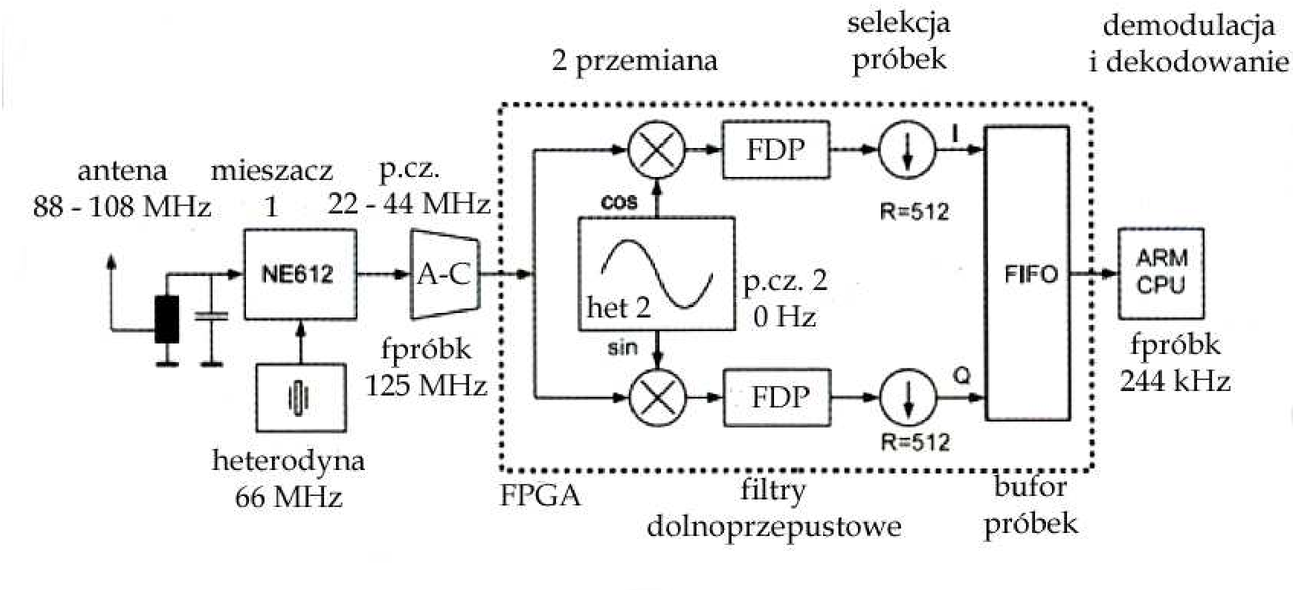
„Red Pitaya” jest pierwszym przystępnym dla amatorskiej kieszeni eksperymentalnym systemem cyfrowej obróbki sygnałów w postaci komputera jednopłytkowego. Jest on wyposażony w procesor sterujący ARM A9 pracujący pod „Linuksem” z częstotliwością zegarową 800 MHz oraz z pamięcią 4 GB i w tor cyfrowej obróbki sygnałów na programowanej matrycy logicznej FPGA. Tor sygnałowy zawiera po dwa 14-bitowe przetworniki a-c i c-a pracujące z częstotliwością próbkowania 125 MHz. Jako pamięć programu służy moduł mikroSD. Mikrokomputer nie posiada gniazd do przyłączenia klawiatury i monitora i jest zdalnie dostępny za pośrednictwem sieci lokalnej WLAN lub przez złącze ethernetowe (rys. 10.7).
Programy dla „Red Pitaii” można pisać w takich powszechnie znanych językach jak C, C++, Pyton, Matlab, LabView i Scilab.
W pierwszym rzędzie „Red Pitaya” jest wprawdzie przeznaczony do celów pomiarowych np. jako oscyloskop, analizator widma, analizator obwodów, miernik RLC, ale krótkofalowcy opracowali także oprogramowanie dla odbiorników szerokopasmowych, odbiorników WSPR i CW (*CW-Skimmer*) do obserwacji warunków propagacji i układów nadawczo-odbiorczych (m.in. [10.4]). Moc wyjściowa nadajnika bez dodatkowych wzmacniaczy mocy wynosi 10 mW. Odbiornik szerokopasmowy współpracuje z takimi klasycznymi już programami dla PC jak „PowerSDR”, „HPSDR”, SDR# itp.
Oprogramowanie dla „Red Pitaii” należy po pobraniu z Internetu pliku „xxx.img” zapisać na module pamięciowym mikroSD przy użyciu programu „Win32 DiskImager” po czym włożyć moduł do kieszeni pamięci mikrokomputera. Jest to więc identyczny sposób postępowania jak dla „Maliny”.
Ponieważ wejścia przetworników analogowo-cyfrowych w.cz. mikrokomputera są wysokoomowe dla dopasowania anteny 50 Ω zalecane jest użycie transformatora wejściowego np. o przekładni 1:9 – 1:14 lub dostępnego pod adresem [10.6] przedwzmacniacza.
Pod adresem [10.4] dostępny jest także program dla wektorowego analizatora obwodów i anten „HamVNA” współpracujący z oprogramowaniem dla PC.
Oprócz tego powstały również opracowania dla celów ogólnych, a nie ściśle krótkofalarskich j.np. dla stereofonicznego odbiornika UKF ([10.7], rys. 10.3). Przy częstotliwości próbkowania 125 MHz zakres pracy odbiorników i nadajników opartych o „Red Pitayę” jest ograniczony w przybliżeniu do 50 MHz dlatego też odbiornik UKF wymaga użycia dodatkowego stopnia przemiany częstotliwości na NE612 ze sterowaną kwarcowo heterodyną 66 MHz. W torze cyfrowym mikrokomputera następuje przemiana na częstotliwość zerową. Sygnał o częstotliwości próbkowania 244 kHz jest następnie doprowadzany do głównego procesora gdzie następuje demodulacja i dekodowanie sygnału stereofonicznego oraz RDS.



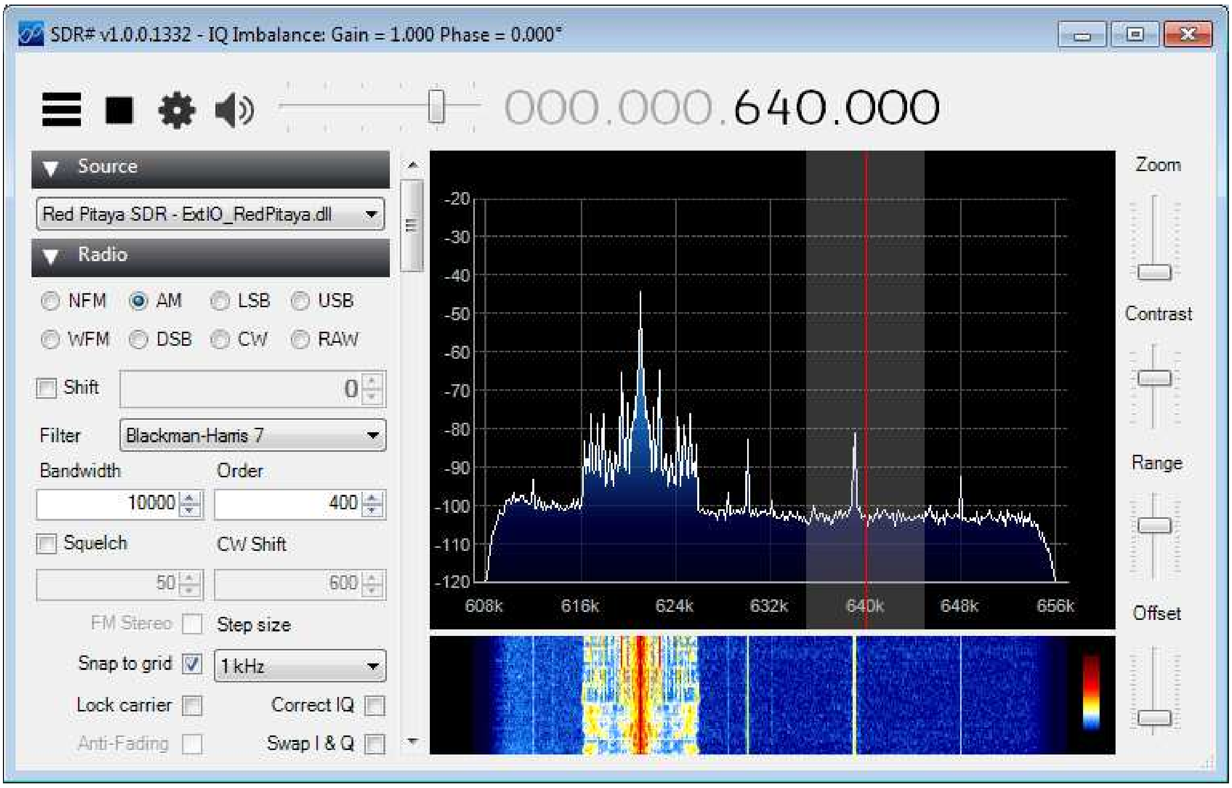
Fot. 10.1. Red Pitaya



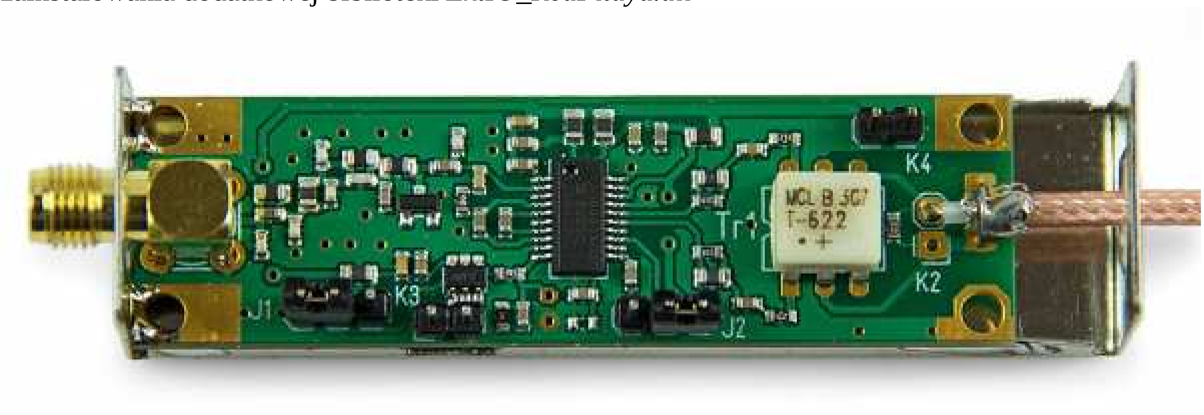
Rys. 10.2. Schemat blokowy „Red Pitaii”



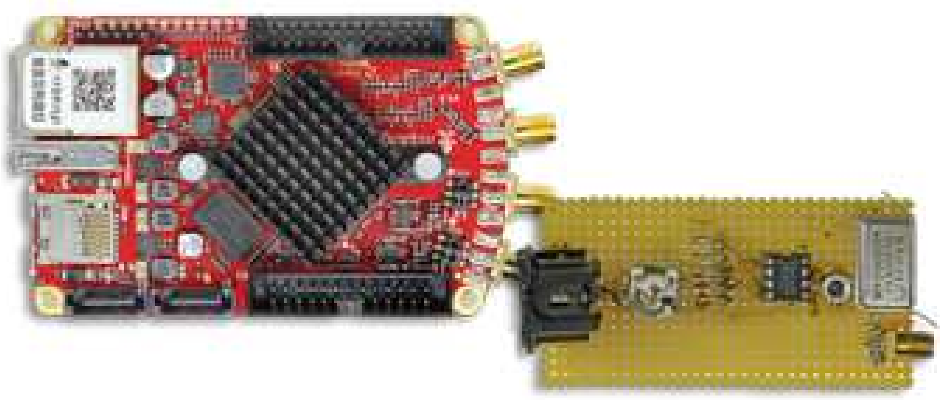
Rys. 10.3. Blokowy schemat funkcjonalny odbiornika UKF „Elektora”



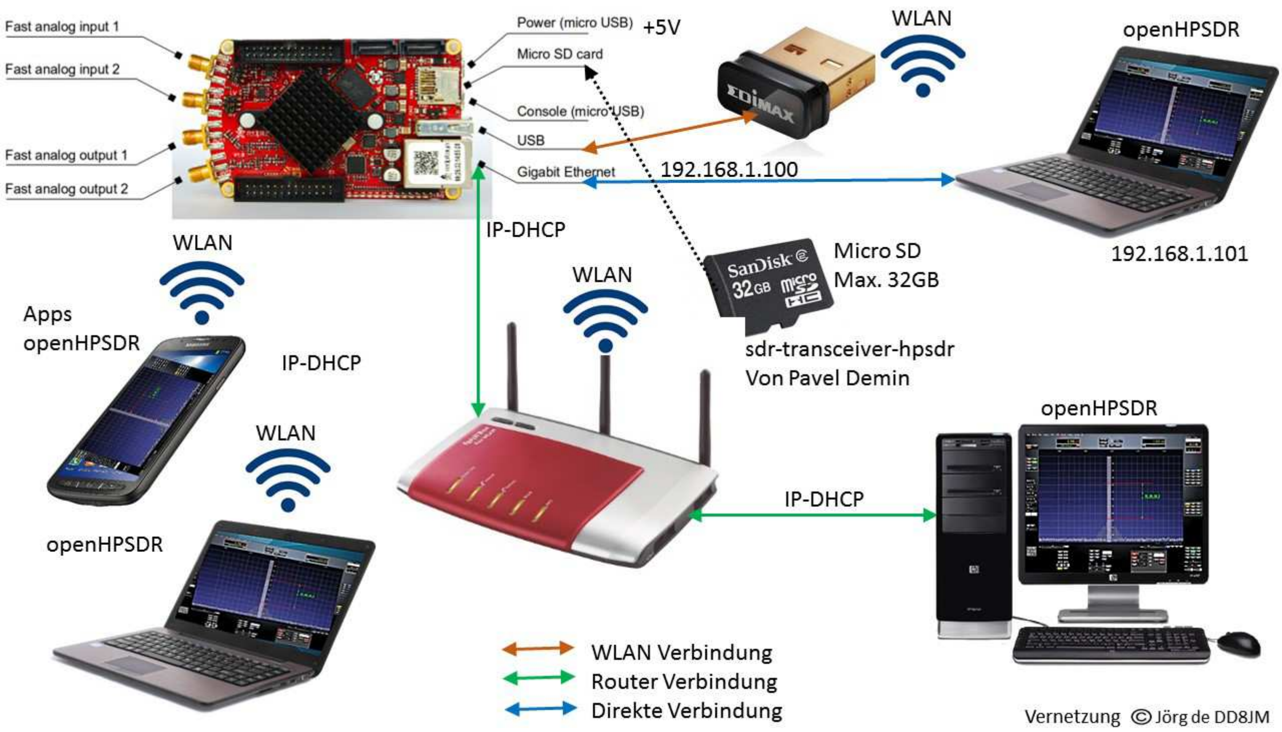
Rys. 10.4. Odbiornik programowalny na „Red Pitayi” we współpracy z programem SDR#, wymaga zainstalowania dodatkowej biblioteki *ExtIO_RedPitaya.dll*



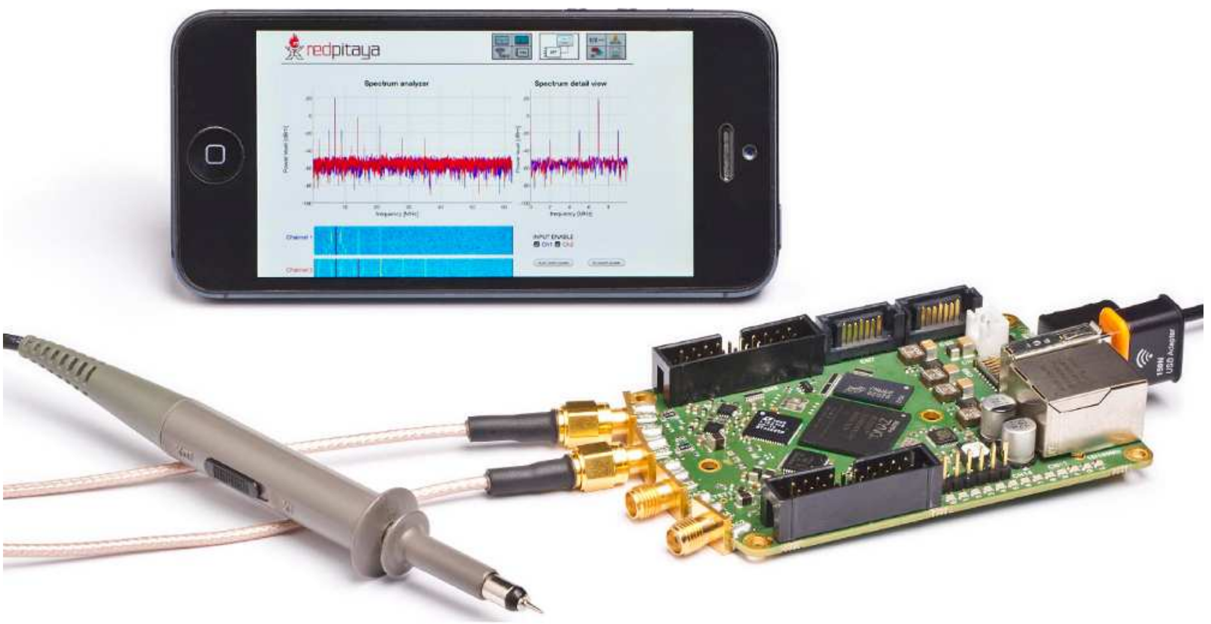
Rys. 10.5. Przedwzmacniacz do odbiorników na „Red Pitaii” [10.6] na obwdzie AD8331. Na wyjściu zastosowano transformator T-622 firmy „Micro Circuits” dający przekładnię 9:1



Rys. 10.6. Konstrukcja odbiornika UKF „Elektora“ ze stopniem przemiany na płytce dziurkowanej



Rys. 10.7. „Red Pitaya" w sieci domowej jako odbiornik programowalny współpracujący z programem openHPSDR. Spomiędzy różnych podanych wariantów połączeń można wybrać najbardziej pasujący w danej sytuacji



Rys. 10.8. „Red Pitaya" w miernictwie



Fot. 10.9. „Red Pitaya” w zestawie pomiarowym i nadawczo-odbiorczym „Hamlab”

11. Wokodery

W systemach D-STAR, DMR, C4FM, APCO P25, TETRA itd. dźwięk nie jest transmitowany w cyfrowej postaci skomprymowanej (znanej przykładowo z formatu mp3), ale jest analizowany po stronie nadawczej i syntetyzowany w odbiorniku przy użyciu wokodera. Systemy oparte o cyfrową analizę i syntezę mowy wykorzystują fakt, że akustyczne cechy, które różnią jeden dźwięk mowy od drugiego, można określić niewielką liczbą łatwo mierzalnych, niezależnych i stosunkowo wolno zmieniających się parametrów. Daje to możliwość znacznego obniżenia przepływności danych w kanale transmisyjnym przy zachowaniu dobrej jakości dźwięku.

Nazwa wokoder jest zbitką słów *voice coder – decoder* (podobnie jak w przypadku słowa modem) i bywa też używana wymiennie ze słowem kodek (co jest z kolei zbitką słów koder – dekoder).
Dla właściwego zrozumienia zasad pracy wokoderów konieczne jest chociaż pobieżne zapoznanie się z budową narządów mowy i mechanizmem wytwarzania przez nie głosek. Ze względu na obszerność tematu w dalszym ciągu rozdziału zajmiemy się przede wszystkim wokoderami przeznaczonymi do przetwarzania mowy ludzkiej używanymi w systemach transmisyjnych cyfrowego głosu, rezygnując z dokładniejszego omawiania aspektów związanych z syntezą muzyki czy innych sygnałów dowolnego rodzaju.

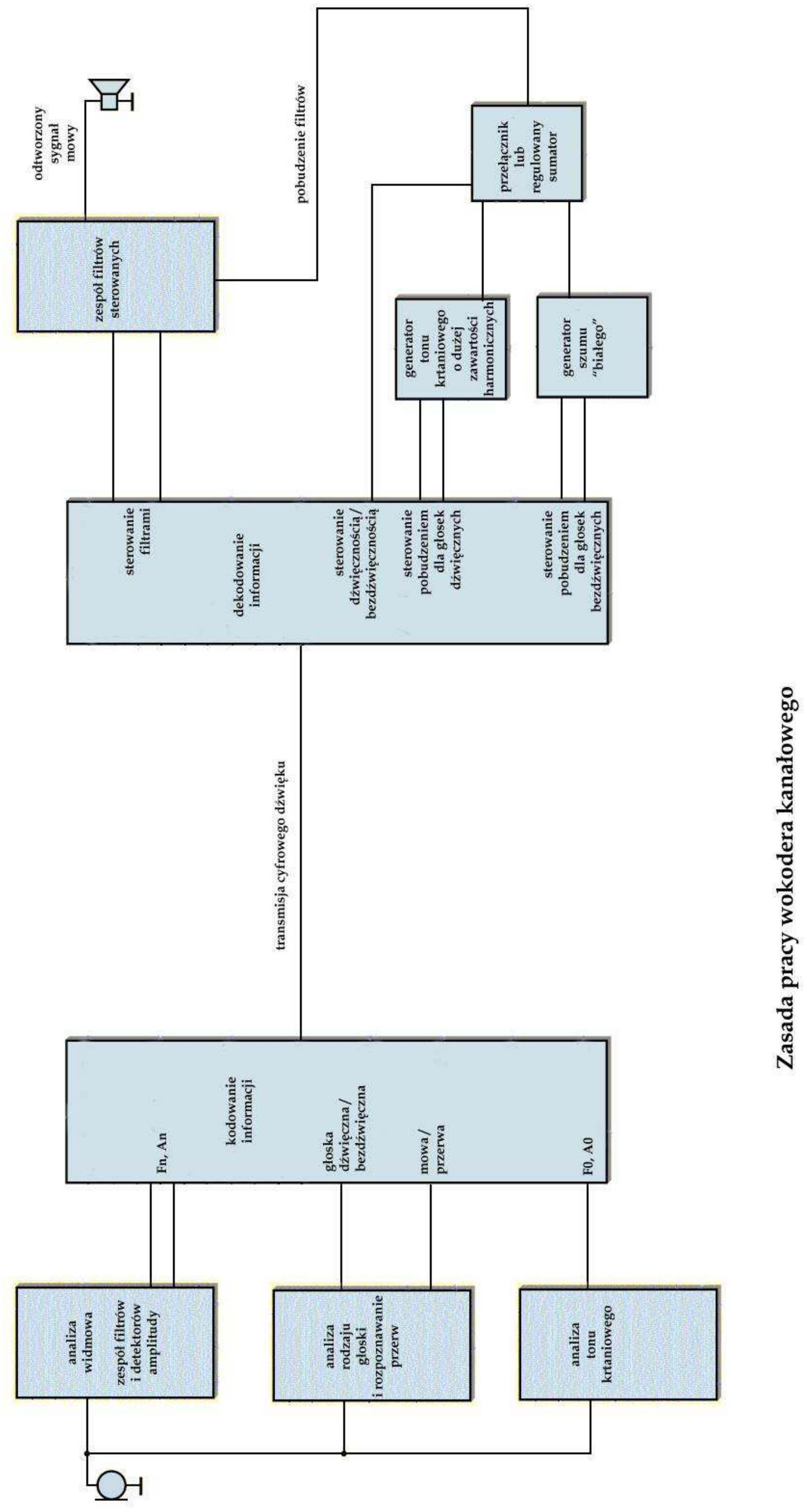


Rys. 11.1. Narządy mowy

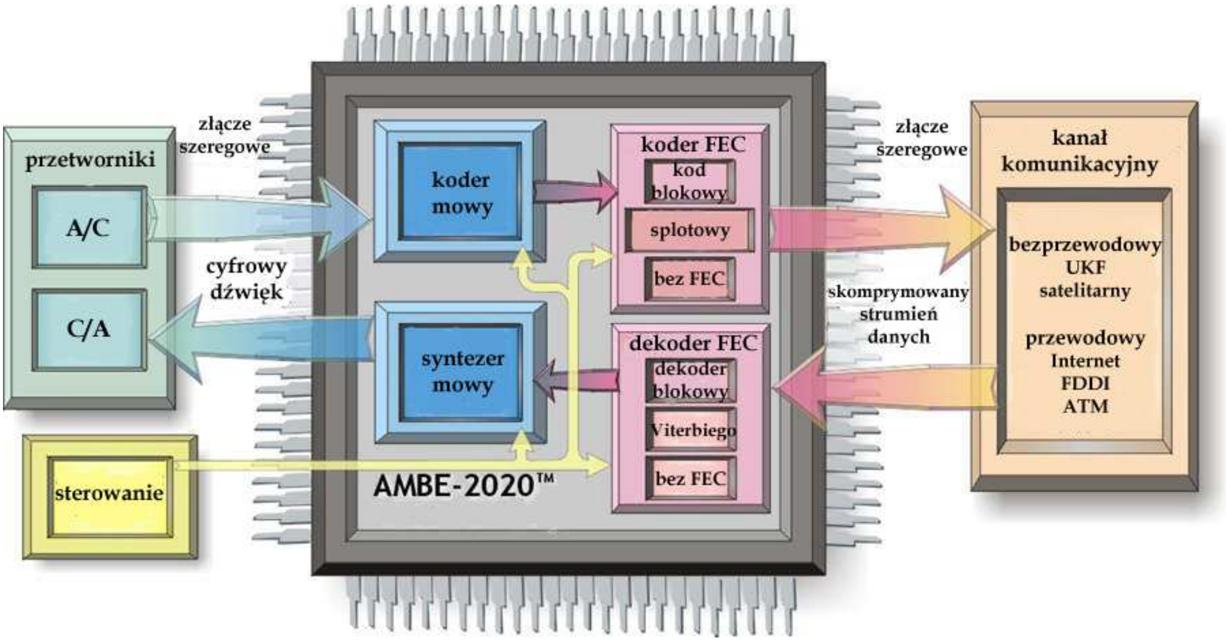
W trakcie mówienia powietrze wydychane z płuc przechodząc przez krtań mija wiązadła głosowe (zwane potocznie strunami głosowymi) i w zależności od stopnia ich zamknięcia pobudza je słabiej lub silniej do drgań (rys. 11.1). W ten sposób powstaje ton krtaniowy F0 leżący w zakresie 50–500 Hz (przy uwzględnieniu głosów dziecięcych). Dla osób dorosłych zakres zawęża się do 80–400 Hz, w tym dla mężczyzn – do 80 – 140 Hz. Ton ten stanowiący podstawę głosek dźwięcznych jest bogaty w harmoniczne o szerokim paśmie przekraczającym 4000 Hz. Powietrze to – pobudzone do drgań przez wiązadła głosowe przechodzi następnie przez przestrzeń rezonansową składającą się z jamy gardłowej, jamy ustnej i jamy nosowej. Ich wielkość i kształt, a co za tym idzie ich rezonanse są kształtowane przez odpowiednie ułożenia języka i warg a znajdujący się z tyłu języczek (zakończenie podniebienia miękkiego) stanowi swego rodzaju zwrotnicę decydującą o rozpływie powietrza do jam ustnej i nosowej (dla

głosek nosowych). Przestrzeń rezonansowa kształtuje w ten sposób widmo wymawianej głoski. Widmo głosek dźwięcznych można opisać za pomocą ciągu częstotliwości harmonicznych Fn – formantów – mających odpowiednio amplitudy An. Dla syntezy samogłosek wystarczają nawet tylko pierwsze trzy lub cztery formanty.
Dla głosek bezdźwięcznych wiązadła głosowe są otwarte i powietrze przepływa bez pobudzenia ich do drgań. Przestrzeń rezonansowa jest więc pobudzania szumem przepływającego powietrza zamiast przez ton krtaniowy.
Analiza mowy wymaga więc w najprostszym przypadku rozpoznania najpierw czy wymawiana głoska jest głoską dźwięczną, bezdźwięczną czy też mieszaną i oczywiście odróżnienia mowy od przerw. Dla głosek dźwięcznych konieczne jest następnie rozpoznanie częstotliwości tonu krtaniowego. Niezależnie od rodzaju głoski konieczna jest analiza jej składowych: ich częstotliwości i amplitud za pomocą zespołu (przeważnie 8 – 20) filtrów pasmowych i detektorów amplitudy – oczywiście realizowanych za pomocą cyfrowej obróbki sygnałów. Jedna z metod rozróżniania głosek dźwięcznych od bezdźwięcznych polega na analizie widma w szerszym zakresie częstotliwości i wykorzystuje fakt, że w głoskach dźwięcznych przeważają składowe w dolnej części pasma, do około 1,5 kHz, nad składowymi z zakresu od 4 kHz wzwyż. Dla głosek bezdźwięcznych występuje sytuacja odwrotna. Ta sama zasada analizy składowych mowy i ich porównania w szerszym zakresie bywa stosowana w układach blokady szumów pracujących niezawodnie także dla SSB, ale nie ma to oczywiście nic wspólnego z wokoderami.
W praktyce dla zapewnienia wystarczająco dobrej jakości syntetyzowanej mowy wystarczy aby zestawy danych były nadawane co 10 – 40 milisekund.
Syntezer mowy otrzymuje więc z analizatora informację o obecności mowy lub panującej przerwie, dźwięczności lub bezdźwięczności głoski – sterującą wyborem źródła pobudzenia – i parametry formantów sterujące zespołem filtrów i wzmacniaczy syntezera. Zamiast alternatywnego wyboru pobudzania przez generator impulsów lub przebiegów piłokształtnych (w jednym i w drugim przypadku są to sygnały bogate w harmoniczne) albo generatora szumu „białego” możliwe jest też sumowanie obydwu sygnałów w pożądanej proporcji, co pozwala lepiej odtworzyć głoski mieszane (przykładami głosek mieszanych mogą być głoski „B” i „D”).
Działający na tej zasadzie syntezer kanałowy (rys. 11.2) nie występuje już obecnie w klasycznej postaci, ale stanowi podstawę dla doskonalszych rozwiązań.
Jednym z rodzajów współcześnie stosowanych rozwiązań są wokodery z pobudzaniem wielopasmowym (ang. *Multi-Band Excitation* – MBE). Podobnie jak dla wokoderów kanałowych przeprowadzana jest analiza sygnału za pomocą zestawu filtrów (cyfrowych), z tym że dla każdego z tych pasm podejmowane są oddzielnie i niezależnie decyzje o obecności mowy lub jej braku oraz o dźwięczności lub bezdźwięczności głoski. O sygnale wyjściowym syntezera decyduje więc wypadkowy wpływ tych wszystkich decyzji.
Na zasadzie tej opierają się m.in. wokoder IMBE (*Improved Multi-Band Excitation*) stosowany w fazie 1 systemu APCO P25, wokoder AMBE (*Advanced Multi-Band Excitation*) występujący w systemie D-STAR i AMBE+ – w systemach DMR i C4FM/FDMA. Częstotliwość próbkowania sygnału dźwiękowego wynosi w nich 8 kHz, przy rozdzielczości 16 bitów i liniowej charakterystyce przetwornika. Komprymujące charakterystyki µ i a stosowane w telefonii nie są tu używane. W przeznaczonych dla łączności profesjonalnych systemach IDAS i NEXEDGE, a także w fazie 2 APCO P25 stosowany jest wokoder AMBE+2.
Rozpowszechniony obecnie wokoder AMBE-2020 (rys. 11.3) firmy DVSI korzysta z metody słownikowej w celu dalszego ograniczenia ilości danych. Zamiast transmitowania pełnego zestawu danych niezbędnych do syntezy głosu nadawany jest indeks do słownika parametrów. Bloki danych są transmitowane co 20 milisekund z przepływnościami 2000 – 9600 bit/s. Bloki te zawierają 24 słowa 16-bitowe, co odpowiada 48 bajtom czyli 384 bitom danych. W przerwach mowy AMBE-2020 wtrąca sztucznie wytworzony szum utwierdzający słuchacza o funkcjonowaniu połączenia.
W systemie D-STAR z całkowitego strumienia o przepływności 4800 bit/s na transmisję dźwięku wraz z redundantną informacją FEC przeznaczona jest przepustowość 3600 bit/s, w systemie DMR całkowita przepływność 9600 bit/s jest podzielona na dwie szczeliny czasowe, a więc na każdą z nich przypada 4800 bit/s dla dźwięku i danych korekcyjnych FEC. C4FM stosuje przepływność 9600 bit/s i przy całkowitym przeznaczeniu jej na transmisję głosu zapewnia najlepszą jakość głosu spośród omawianych systemów – w trybie standardowym przepustowość jest podzielona po połowie między transmisję cyfrowego głosu i danych.

Metoda słownikowa wymaga oczywiście posiadania przez nadawcę i odbiorcę identycznych słowników, co jest w tym przypadku zapewnione ponieważ AMBE-2020 zawiera zarówno koder jak i syntezer mowy. Słownik, również z konieczności ograniczenia jego rozmiarów, a co za tym idzie również czasu przeszukiwania, jest ukierunkowany na analizę i syntezę sygnałów mowy dlatego też wszelkie inne dźwięki, takie jak muzyka, odgłosy tła itp. są w znacznym stopniu wytłumione, a jeżeli ich siła jest dostatecznie duża w porównaniu z użytecznym sygnałem mowy odbiegają one na tyle od oryginału, że w praktyce nie dają się rozpoznać. O tym, że sygnały takie są albo wytłumione albo odtwarzane w sposób znacznie odbiegający od oryginału łatwo przekonać się przybliżając radiostację D-Starową lub DMR do głośnika z którego płynie muzyka. Korespondent po drugiej stronie łącza nie będzie nawet w stanie rozpoznać, że nadawana jest muzyka. Najlepiej powtórzyć to doświadczenie w obie strony aby obaj korespondenci odnieśli z niego jakiś pożytek. Odgłosy tła i mowa innych osób o sile porównywalnej z głosem głównego mówcy mogą natomiast poważnie obniżyć zrozumiałość jego głosu.
Wokoder AMBE nie jest też praktycznie w stanie przenieść takich sygnałów dodatkowych jak tony DTMF. Obwód AMBE-2020 generuje niezależnie od niego cyfrowe kody odpowiadające tonom DTMF (po otrzymaniu polecenia w wyniku naciśnięcia klawisza) oraz posiada ich dekoder sterujący niezależnym generatorem w odbiorniku. Jest to czywiście również sprawa nie dotycząca bezpośrednio pracy wokodera i związana z konkretnym produktem. Należy jednak pamiętać, że doprowadzenie do mikrofonu dźwięku z oddzielnego generatora DTMF jak to bywa czasami stosowane w radiostacjach FM nie da tutaj żadnego rezultatu choćby trochę zbliżonego do pożądanego.
Bloki danych AMBE są uzupełniane automatycznie o informacje korekcyjne FEC, przy czym w zależności od szybkości transmisji stopa korekcji może wynosić od 5/6 do 1/4 (w transmisji D-Starowej wynosi ona 2/3). Licznik ułamka oznacza w tym zapisie liczbę bitów użytkowych (netto), a mianownik – całkowitą wraz z bitami FEC (brutto), przykładowo dla stopy FEC równej 1/4 dane użytkowe stanowią 1/4, a dane korekcyjne 3/4 całości bloku. Do dekodowania odbieranych danych wykorzystano w AMBE-2020 dekoder Viterbiego. Utrata pojedyńczych bloków danych na trasie transmisji jest w pewnym stopniu kompensowana przez wykorzystanie parametrów bloku poprzedniego. Zbyt dużej liczby utraconych bloków nie da się jednak skompensować bez pogorszenia zrozumiałości mowy. Pojawiająca się nieraz na wyświetlaczach radiostaji D-Starowych litera „L” informuje właśnie o utracie bloków danych.
Zupełnie inną kategorią rozwiązań są wokodery z przewidywaniem liniowym (LP – *linear predictive coder*). Każda z kolejnych próbek dźwięku jest traktowana jako kombinacja liniowa próbek poprzednich, co prowadzi do układu równań liniowych, z rozwiązań którego otrzymuje się składowe harmoniczne (formanty) mowy. Składowe te są następnie matematycznie usuwane (odfiltrowywane) z całkowitego sygnału mowy, w wyniku czego otrzymuje się tzw. pozostałość (*residuum*). Odpowiada ona błędowi między sygnałem rzeczywistym a sygnałem złożonym wyłącznie z obliczonych składowych. W prostszych rozwiązaniach pozostałość ta nie jest nadawana co owocuje maszynową barwą dźwięku. Lepszą jakość głosu uzyskuje się w systemach, w których jest ona dodatkowo transmitowana. W wokoderach opartych o metodę słownikową pozostałość jest dzielona na krótkie odcinki czasowe (zwane też wektorami) i dla każdego z nich dobierana jest pasująca pozycja w słowniku, a rzeczywiście nadawany jest jedynie jej indeks. Metoda ta jest stosowana w kanałach o przepływności dochodzącej do 8 kbit/s. Algorytm przewidywania liniowego podejmuje tylko raz w każdym cyklu decyzję o tym czy głoska należy do dźwięcznych czy do bezdźwięcznych, a więc rzadziej aniżeli w przypadku wokoderów AMBE gdzie jest to dokonywane równolegle dla wszystkich podzakresów.
Do kategorii tej należą m.in. oparty o metodę słownikową wokoder CELP, ACELP (*algebraic code exited linear prediction coder)* charakteryzujący się mniejszym opóźnieniemi niż CELP i używany w systemie Tetra, a także MELP (*mixed excitation linear predition vocoder)* przeznaczony do łączności z przepływnościami 600, 1200 i 2400 bit/s. Jest on m.in. stosowany w łącznościach wojskowych NATO w standardzie STANAG-4591. Wokoder CELP jest w pierwszym rzędzie przeznaczony dla łączności z niskimi przepływnościami 2400 i 4800 bit/s, a ACELP – dla średnich przepływności 4,7 – 24 kbit/s. Opracowany przez krótkofalowców Codec2 daje jednak przy przeplywności 1200 bit/s lepszą jakość dźwięku aniżeli MELP przy tej samej przepływności. Lepsze wyniki przy 2000 bit/s daje także wokoder AMBE ale należy pamiętać, że jest on zasadniczo stosowany przy większych przepływnościach.



Rys. 11.2. Schemat blokowy wokodera kanałowego ułatwia zrozumienie zasady pracy nie tylko jego ale i nowszych bardziej skomplikowanych rozwiązań



Rys. 11.3. Schemat blokowy scalonego wokodera AMBE-2020. Jest on zrealizowany na standardowym procesorze sygnałowym TMS320-LC-541-66 firmy Texas Instruments. W nowszych rozwiązaniach radiostacji (przykładowo ID-31E, ID-51E, ID-5100E) jest on także realizowany czysto programowo na procesorach sygnałowych innych typów

Literatura i adresy internetowe

[1] „Digital Signal Processing Technology”, Doug Smith, KF6DX, ARRL, Newington 2003
[2] „Przetwarzanie sygnałów analogowych na sygnały cyfrowe”, i następne części, skrypt AGH
[3] „The scientist and engineer’s guide to digital signal processing”, Steven W. Smith, California Technical Publishing, San Diego, Kalifornia, 1999, www.dspguide.com
[4] „Podstawy radiokomunikacji”, Stefan Hahn, WKŁ, Warszawa 1964
[5] „O sygnałach bez całek”, Czesław Frąc, Radmor, Gdynia 2012
[6] „Direct digital Synthesis”, Aplicaton note nr 5, Stanford Research Systems, www.thinkSRS.com

[9.1] www.dorji.com – witryna producenta DRA818
[9.2] „VHF-Transceivermodul mit minimaler Außenbeschaltung”, Steffen Braun, DJ5AM, „Funkamateur” 2/2015, str. 168
[9.3] „Selbstbau einfacher FM-Transceiver”, Klaus Hirschelmann, DJ7OO, „CQDL” 2/2015, str. 20
[9.4] www.kh-gps.de – ciekawe konstrukcje z DRA818 i nie tylko...
[9.5] www.ra3apw.ru/proekty/dra818v/
[9.6] hamshop.cz/rf-moduly-c36/ – sklep internetowy
[9.7] www.funkamateur.de – miesięcznik ”Funkamateur”...
[9.8] www.box73.de – i jego sklep internetowy
[9.9] nicerf.com – witryna producenta SA818
[9.10] http://raqi.ca/braq/modules/Perroquet/perroquet.htm

[10.1] „Programmierung des Red Pitaya”, Andreas Franzen, DL1YDR, CQDL 5/2016, str. 26
[10.2] „Red Pitaya als Funkwetterstation. Die einfache Bandbeobachtung”, Hajo Dezelski, DL1SDZ, CQDL 9/2016, str. 41; „Red Pitaya als Funkwetterstation. Bänder in voller Ansicht” CQDL 10/206, str. 28
[10.3] redpitaya.com
[10.4] http://pavel-demin.github.io/red-pitaya-notes – programy krótkofalarskie Pavla Demina
[10.5] „Der SDR-Transceiver Charly 25. Einführung und Grundaufbau”, Erwin Rauh, DL1FY, CQDL 7/2017, str. 35;
[10.6] www.funkamateur.de – sklep internetowy
[10.7] „Red Pitaya als UKW-Stereo-Radio”, Martin Ossmann, Elektor 10/2015, str. 42
[10.8] www.elektormagazine.de/140277 – witryna „Elektora” z opisem odbiornika

W serii „Biblioteka polskiego krótkofalowca” dotychczas ukazały się:

Nr 1 – „Poradnik D-STAR”, wydanie 1 i 2
Nr 2 – „Instrukcja do programu D-RATS”
Nr 3 – „Technika słabych sygnałów” Tom 1
Nr 4 – „Technika słabych sygnałów” Tom 2
Nr 5 – „Łączności cyfrowe na falach krótkich” Tom 1
Nr 6 – „Łączności cyfrowe na falach krótkich” Tom 2
Nr 7 – „Packet radio”
Nr 8 – „APRS i D-PRS”
Nr 9 – „Poczta elektroniczna na falach krótkich” Tom 1
Nr 10 – „Poczta elektroniczna na falach krótkich” Tom 2
Nr 11 – „Słownik niemiecko-polski i angielsko-polski” Tom 1
Nr 12 – „Radiostacje i odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów” Tom 1
Nr 13 – „Radiostacje i odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów” Tom 2
Nr 14 – „Amatorska radioastronomia”
Nr 15 – „Transmisja danych w systemie D-STAR”
Nr 16 – „Amatorska radiometeorologia”, wydanie 1 i 2
Nr 17 – „Radiolatarnie małej mocy”
Nr 18 – „Łączności na falach długich”
Nr 19 – „Poradnik Echolinku”
Nr 20 – „Arduino w krótkofalarstwie” Tom 1
Nr 21 – „Arduino w krótkofalarstwie” Tom 2
Nr 22 – „Protokół BGP w Hamnecie”
Nr 23 – „Technika słabych sygnałów” Tom 3, wydanie 1, 2 i 3
Nr 24 – „Raspberry Pi w krótkofalarstwie”
Nr 25 – „Najpopularniejsze pasma mikrofalowe”
Nr 26 – „Poradnik DMR” wydanie 1 i 2, nr 326 – wydanie skrócone
Nr 27 – „Poradnik Hamnetu”
Nr 28 – „Budujemy Ilera” Tom 1
Nr 29 – „Budujemy Ilera” Tom 2
Nr 30 – „Konstrukcje D-Starowe”
Nr 31 – „Radiostacje i odbiorniki z cyfrową obróbką sygnałów” Tom 3
Nr 32 – „Anteny łatwe do ukrycia”
Nr 33 – „Amatorska telemetria”
Nr 34 – „Poradnik systemu C4FM”
Nr 35 – „Licencja i co dalej” Tom 1
Nr 36 – „Cyfrowa Obróbka Sygnałów”